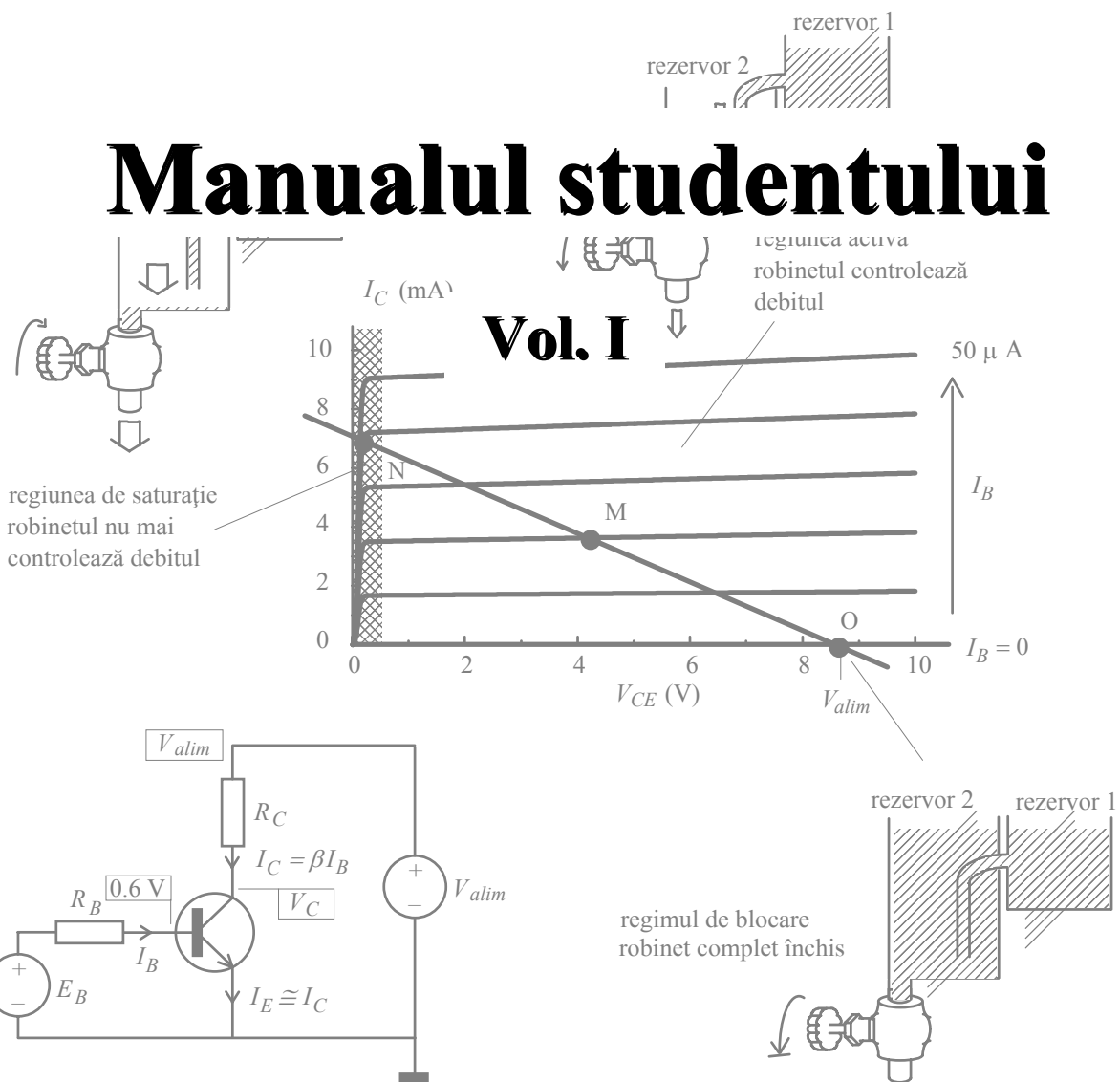


MIHAI P. DINCĂ

# ELECTRONICĂ

## Manualul studentului

Vol. I



EDITURA UNIVERSITĂȚII DIN BUCUREȘTI

- 2003 -

# Cuprins

## Volumul I

<i>Prefață</i>	<i>xi</i>
<b>CAPITOLUL 1</b>	
<b>NOȚIUNI INTRODUCTIVE</b>	<b>1</b>
<b>CAPITOLUL 2</b>	
<b>SURSE DE TENSIUNE ȘI SURSE DE CURENT</b>	<b>37</b>
<b>CAPITOLUL 3</b>	
<b>DIODE SEMICONDUCTOARE</b>	<b>59</b>
<b>CAPITOLUL 4</b>	
<b>TRANZISTOARE BIPOLARE - CARACTERISTICI STATICE</b>	<b>81</b>
<b>4.1. Conexiunea bază-comună</b>	<b>83</b>
<b>4.2. Conexiunea emitor-comun</b>	<b>113</b>
<b>CAPITOLUL 5</b>	
<b>REDRESAREA ȘI STABILIZAREA</b>	<b>143</b>
<b>CAPITOLUL 6</b>	
<b>DISPOZITIVE CU REZSTENȚĂ DINAMICĂ NEGATIVĂ</b>	<b>163</b>
<b>6.1. Comportarea generală</b>	<b>165</b>
<b>6.2. Tranzistorul unijoncțiune</b>	<b>175</b>
<b>6.3. Diacul, tiristorul și triacul</b>	<b>197</b>
<b>CAPITOLUL 7</b>	
<b>TRANZISTOARE CU EFECT DE CÎMP</b>	<b>215</b>
<b>7.1. Tranzistoare metal-oxid-semiconductor (MOSFET)</b>	<b>218</b>
<b>7.2. Tranzistoare cu poartă joncțiune (JFET)</b>	<b>239</b>
<b>CAPITOLUL 8</b>	
<b>EFECTUL TEMPERATURII ASUPRA CARACTERISTICILOR DISPOZI</b>	<b>257</b>
Anexa 1. Rezistoare, valori nominale și marcare	288
Anexa 2. Prezentarea grafică a rezultatelor	292
Anexa 3. Programul Circuit Maker	296
Anexa 4. Stabilizatoare de tensiune	304
<b>BIBLIOGRAFIE</b>	<b>313</b>

## Volumul II

<b>CAPITOLUL 9</b>	
<b>REZISTOARE, CONDENSATOARE ȘI INDUCTOARE; APLICAȚII ÎN C</b>	<b>1</b>
<b>9.1. Prezentare generală; utilizarea în regim de comutație</b>	<b>3</b>
<b>9.2. Regimul sinusoidal; filtre</b>	<b>43</b>
<b>CAPITOLUL 10</b>	
<b>REPETOARE DE TENSIUNE (PE EMITOR ȘI PE SURSĂ)</b>	<b>87</b>
<b>CAPITOLUL 11</b>	
<b>AMPLIFICATOARE DE PUTERE</b>	<b>119</b>
<b>CAPITOLUL 12</b>	
<b>AMPLIFICATORUL CU EMITOR COMUN</b>	<b>153</b>
<b>CAPITOLUL 13</b>	
<b>AMPLIFICATORUL DIFERENȚIAL</b>	<b>181</b>
<b>CAPITOLUL 14</b>	
<b>REAȚIA</b>	<b>227</b>
<b>14.1. Reacția pozitivă la curent continuu</b>	<b>233</b>
<b>14.2 Reacția pozitivă selectivă; oscilatoare sinusoidale</b>	<b>250</b>
<b>14.3. Reacția negativă</b>	<b>270</b>
<b>CAPITOLUL 15</b>	
<b>AMPLIFICATOARE OPERAȚIONALE</b>	<b>309</b>
<b>CAPITOLUL 16</b>	
<b>CIRCUITE DIGITALE</b>	<b>381</b>
<b>Anexa 1. Amplificatoare operaționale</b>	<b>432</b>
A. Amplificatoarele operaționale și traductoarele neuzuale	432
B. Decuplarea alimentării și legarea la masă în cazul amplificatoarelor operaționale	433
<b>Anexa 2. Circuite digitale</b>	<b>433</b>
A. Programe de calculator pentru simularea circuitelor digitale	433
B. Porți logice	434
C. Circuite bistabile	434
D. Interconectarea familiilor digitale	435
E. Comanda circuitelor digitale cu comutatoare mecanice	432
F. Comanda circuitelor digitale cu amplificatoare operaționale și comparatoare	438
G. Comanda sarcinilor externe cu circuite TTL și CMOS	439
<b>BIBLIOGRAFIE</b>	<b>441</b>

# VOLUMUL I

## cuprins detaliat

<i>Prefață</i>	<i>xi</i>
<b>CAPITOLUL 1</b>	
<b>NOȚIUNI INTRODUCTIVE</b>	<b>1</b>
A. Elemente de circuit, reale și ideale	2
B. Intensitatea curentului	3
C. Tensiunea electrică	5
D. Legea lui Ohm; rezistoare	8
E. Analiza circuitelor	10
F. Măsurarea intensităților de regim continuu	12
G. Măsurarea tensiunilor continue	14
H. Măsurarea curenților și tensiunilor alternative (regim sinusoidal)	17
I. Măsurarea curenților și tensiunilor alternative de formă oarecare	18
Probleme rezolvate	25
Probleme propuse	27
Lucrare experimentală	31
<b>CAPITOLUL 2</b>	
<b>SURSE DE TENSIUNE ȘI SURSE DE CURENT</b>	<b>37</b>
A. Sursa ideală de tensiune	38
B. Reprezentarea Thevenin	41
C. Sursa ideală de curent; reprezentarea Norton	42
D. Rezistența echivalentă	45
E. Divizorul rezistiv	46
Probleme rezolvate	50
Probleme propuse	52
Lucrare experimentală	55
<b>CAPITOLUL 3</b>	
<b>DIODE SEMICONDUCTOARE</b>	<b>59</b>
A. Caracteristica statică a diodelor	60
B. Date de catalog	65
C. Metoda dreptei de sarcină	66
D. Circuitul echivalent pentru variații	68
E. Verificarea experimentală a unei dependențe exponențiale	70
Probleme rezolvate	74

Probleme propuse	77
Lucrare experimentală	78
<b>CAPITOLUL 4</b>	
<b>TRANZISTOARE BIPOLARE - CARACTERISTICI STATICE</b>	<b>81</b>
<b>4.1. Conexiunea bază-comună</b>	<b>83</b>
1. A. Structură, simboluri și mod de funcționare	83
1. B. Caracteristica de intrare	88
1.C. Caracteristici de transfer	89
1.D. Caracteristica de ieșire	90
1.E. Saturația tranzistorului	93
1.F. Depășirea dificultăților conexiunii bază comună	95
1.G. Surse de curent cu tranzistoare bipolare	97
Probleme rezolvate	102
Probleme propuse	106
Lucrare experimentală	108
<b>4.2. Conexiunea emitor-comun</b>	<b>113</b>
2.A. Configurația cu emitor comun	113
2.B. Caracteristica de intrare	117
2.C. Caracteristicile de transfer	118
2.D. Caracteristica de ieșire	120
2.E. Saturația tranzistorului	123
2.F. Date de catalog	126
Probleme rezolvate	131
Probleme propuse	135
Lucrare experimentală	137
<b>CAPITOLUL 5</b>	
<b>REDRESAREA ȘI STABILIZAREA</b>	<b>143</b>
A. Structura unui alimentator electronic	144
B. Redresorul monoalternanță	144
C. Filtrul capacitiv	145
D. Redresorul dublă alternanță	148
E. Stabilizatorul de tensiune cu diodă Zener	150
Probleme rezolvate	155
Probleme propuse	158
Lucrare experimentală	160

**CAPITOLUL 6**

<b>DISPOZITIVE CU REZSTENȚĂ DINAMICĂ NEGATIVĂ</b>	<b>163</b>
<b>6.1. Comportarea generală</b>	<b>165</b>
1.A. Evoluția punctului de funcționare pe caracteristică	165
1.B. Rezistența dinamică negativă poate produce instabilitate	169
Problemă rezolvată	172
Probleme propuse	174
<b>6.2. Tranzistorul unijoncțiune</b>	<b>175</b>
2.A. Structura și simbolul	175
2.B. Cum apare rezistența dinamică negativă	176
2.C. Aplicația tipică: oscilatorul de relaxare	180
2.D. Câte joncțiuni are tranzistorul unijoncțiune programabil	185
2.E. Proiectarea unui oscilator de relaxare cu TUJ	187
Problemă rezolvată	191
Probleme propuse	192
Lucrare experimentală	194
<b>6.3. Diacul, tiristorul și triacul</b>	<b>197</b>
3.A. Diacul	197
3.B. Tiristorul	198
3.C. Triacul	199
3.D. Variatoare de putere	200
3.E. Redresoare controlate	204
Probleme propuse	207
Lucrare experimentală	208

**CAPITOLUL 7**

<b>TRANZISTOARE CU EFECT DE CÎMP</b>	<b>215</b>
Prezentare generală	217
<b>7.1. Tranzistoare metal-oxid-semiconductor (MOSFET)</b>	<b>218</b>
1.A. Simboluri și mod de funcționare	218
1.B. Caracteristica de transfer	220
1.C. Caracteristica de ieșire	222
1.D. Aplicație: comutatorul analogic	224
Probleme rezolvate	232
Probleme propuse	233
Lucrare experimentală	234
<b>7.2. Tranzistoare cu poartă joncțiune (JFET)</b>	<b>239</b>
2.A. Simboluri și mod de funcționare	239

2.B. Caracteristici statice	239
2.C. Surse de curent cu JFET	243
2.D. Repetorul pe sursă	245
2.E. Atenuatorul controlat	246
Problemă rezolvată	250
Probleme propuse	251
Lucrare experimentală	253
<b>CAPITOLUL 8</b>	
<b>EFFECTUL TEMPERATURII ASUPRA CARACTERISTICILOR DISPOZI</b>	<b>257</b>
A. Termistori	258
B. Diode semiconductoare	259
C. Tranzistoare bipolare	262
D. Tranzistoare cu efect de câmp	275
Problemă rezolvate	279
Probleme propuse	283
Lucrare experimentală	284
<b>ANEXE</b>	<b>287</b>
Anexa 1 Rezistoare, valori nominale și marcare	288
Anexa 2 Prezentarea grafică a rezultatelor	292
Anexa 3 Programul Circuit Maker	296
Anexa 4 Stabilizatoare de tensiune	304
A. Stabilizatoarele integrate cu tensiune fixă LM78XX	304
B. Stabilizatoarele integrate reglabile LM117 / LM217 / LM317	308
<b>BIBLIOGRAFIE</b>	<b>313</b>

Randy Cox, Product Development Engineer, despre "The Art of Electronics" <sup>1</sup>:

*I'm continually hiring EE's that think they can design a circuit, but can't make a circuit work...this book tells them how! A common reaction from their introduction to this book is: 'They never taught us this stuff in school...'<sup>2</sup>*

## Studentilor noștri, înainte de prefață

De câteva decenii buna fizica experimentală nu mai poate fi concepută fără electronică. În laboratorul de fizică al liceului unde veți preda, în laboratoarele de cercetare ale universităților din lumea largă unde veți obține masterul sau doctoratul sau unde veți ocupa poziții post-doc, în laboratoarele companiilor Hi-Tech, va trebui și dumneavoastră, după cum spune americanul Randy Cox, să faceți circuitele și echipamentele electronice **să funcționeze**. Acest lucru încearcă să vă învețe acest manual. Dacă vă surprinde numărul său mare de pagini (aproape 800) este pentru că sunteți prea obișnuiți cu "note de curs" constând în înșiruire de definiții și demonstrații care se învață pe de rost în sesiune și sunt regurgitate la examen în urma stimulului numit "subiect de teorie" sau cu "caiete de laborator" care după o colecție de formule vă cer doar să legați borna 3 cu borna 4, să citiți aparatele de măsură și să completați tabelul de rezultate.

Noi am încercat aici să scriem un manual ușor de înțeles și care să conțină suficiente informații pentru a vă fi util dumneavoastră când veți începe să lucrați de-adevăratelea; de aceea se numește, după modelul american, "Manualul studentului". Nu am făcut economie de cuvinte sau de exemple, am desenat peste 720 figuri și am dat mereu valori numerice întâlnite în practică și sfaturi pentru selectarea componentelor; la circuitele importante veți găsi proceduri simplificate de proiectare, atât exemple cât și algoritmul sub formă grafică. După fiecare capitol sau subcapitol există probleme rezolvate în detaliu, legate de aplicațiile din lumea reală; ele vor fi întodeauna mai dificile și mai complexe decât setul de probleme propuse care urmează celor rezolvate. Dacă veți putea rezolva aceste probleme înseamnă că ați înțeles explicațiile, dacă nu, va trebui să recitiți capitolul respectiv.

Electronica nu este o disciplină teoretică, constând într-o mulțime de consecințe deduse dintr-un set de axiome. Ea este povestea rezolvării unor sarcini concrete cu dispozitive electronice reale, disponibile la momentul respectiv. Din acest motiv, activitatea practică este esențială. Lucrările de laborator ce urmează fiecărui capitol vă propun câte un set de experimente în care veți investiga comportarea circuitelor descrise în textul capitolului.

Cu o zi-două înainte de lucrarea de laborator programată, va trebui să citiți cu atenție, acasă, textul capitolului respectiv și să încercați să înțelegeți funcționarea circuitelor. Enunțurile sintetice de la sfârșitul capitolului vă arată încă o dată care sunt lucrurile importante și pe care va trebui să le memorați. Dacă unele aspecte, considerate cunoscute în acel capitol, vă sunt neclare, recitiți capitolele precedente respective. Rezolvați apoi, împreună cu noi, pe caietul de probleme, problemele explicate în detaliu. Încercați-vă, în continuare, forțele cu câteva probleme propuse. Abia după aceea, citiți textul care se referă la Lucrarea experimentală și schițați-vă pe caietul de laborator un plan al experimentelor.

Programele de simulare pe calculator a circuitelor electronice sunt un instrument extraordinar de util pentru evidențierea funcționării acestora. Câteva dintre acestea, pe care le puteți procura și utiliza gratuit, sunt specificate în textul manualului; pentru Circuit Maker veți găsi și o anexă cu indicații și exemple de utilizare. Vă sfătuim să le folosiți imediat după ce credeți că ați înțeles cum funcționează circuitul respectiv și, mai ales, ca să verificați rezultatele la rezolvarea problemelor. De asemenea, după efectuarea lucrării practice puteți să apelați la programul de simulare ca să lămurii aspectele încă neclarificate. Nu uitați, însă, că simularea nu este tot una cu experimentul real, modelele nu sunt perfecte iar valorile parametrilor nu sunt cunoscute cu precizie; astfel, programele nu pot înlocui placa de test, dispozitivele și aparatele de măsură adevărate.

Încercând să vă scutească de căutări consumatoare de timp, anexele de la sfârșitul fiecărui volum vă oferă informații, extrase în parte din foi de catalog și note de aplicații, asupra utilizării unor dispozitive frecvent folosite în aplicații: stabilizatoare de tensiune integrate, amplificatoare operaționale, circuite digitale, etc..

Acest manual nu are cum să conțină toate informațiile de care veți avea nevoie la realizarea unui proiect, de multe ori va trebui să consultați referințele din Bibliografie. Începeți întodeauna cu "The Art of Electronics" (cea mai bună carte de electronică scrisă vreodată, după opinia multor specialiști care lucrează electronică) și cu Manualul studentului care o însoțește; s-ar putea să nu mai trebuiască să căutați în altă parte.

<sup>1</sup> Paul Horowitz și Winfield Hill, "The Art of Electronics", Cambridge University Press, 1989.

<sup>2</sup> Angajează mereu ingineri electroniști care cred că pot proiecta un circuit dar care nu pot să facă un circuit să funcționeze...această carte le spune cum să facă asta ! Reacția lor obișnuită la primul contact cu această carte este : Nu ne-au predat niciodată asta la școală...



## Prefață

Scopul unui curs universitar este ca viitorii absolvenți să poată face ceea ce fac specialiștii din domeniul pentru care se pregătesc și nu acela ca ei să poată ține discursuri savante despre disciplina respectivă. Din acest motiv, structura și conținutul unui astfel de curs nu pot fi discutate decât raportate la practica curentă a comunității științifice (sau tehnice) respective; pentru fizica experimentală esențial este ce fac fizicienii de azi în laboratoarele universităților, ale institutelor de cercetare și ale diferitelor companii.

O astfel de analiză arată imediat rolul electronicii în activitatea fizicianului. Chiar și atunci când acesta predă fizica la liceu, experimentele didactice moderne nu pot fi concepute fără electronică; de exemplu, în manualele bune, expresia tensiunii autoinduse  $U = L \cdot dI/dt$  este verificată cu o sursă de curent a cărei intensitate are o formă de undă de dinți de fierăstrău. Cunoștințele de electronică ale profesorului devin și mai importante pe măsură ce calculatoarele ajung să fie o prezență firească în laborator; cu cheltuieli derizorii acestea pot controla experimente și pot fi utilizate în locul aparaturii clasice de măsură.

Mulți de pe la noi cred că treaba fizicianului din cercetare este numai să scrie ecuații și să schițeze experimente, dispozitivele experimentale cumpărându-se de-a gata sau fiind construite de echipa de electroniști ce se găsește mereu în jurul fizicianului ca să-i materializeze prețioasele gânduri. Realitatea din laboratoarele în care chiar se face fizică este alta: între traductor și placa de achiziție (sau aparatul de măsură controlat de calculator), în zona cea mai sensibilă unde semnalele sunt slabe și perturbațiile importante, există întodeauna un circuit electronic "home made" pe care îl realizează și îl optimizează chiar fizicianul. Mai mult, în experimente, anumite mărimi fizice trebuie controlate cu acuratețe (menținute constante sau făcute să evolueze după o anumită dependență de timp); nici sistemele care realizează acest lucru nu se pot cumpăra gata reglate și cuplate la sistemul fizic investigat.

Dincolo de utilitatea sa în aplicații, electronica este o școală excelentă pentru viitorul fizician. Aici se întâlnește prima dată cu modul de comportare al sistemelor liniare și cu descrierea spectrală a semnalelor, aici poate face legătura între stingerea în timp a unei oscilații sinusoidale și lărgimea sa spectrală. Concepte cum sunt timpul de întârziere de grup și relația cu determinismul a "defazajului înainte" sunt mult mai ușor de înțeles în cazul unor banale filtre RLC decât în cazul unor fenomene de propagare în spațiu; este grăitor faptul că în contextul unor discuții asupra cauzalității unor fenomene de propagare a luminii <sup>3</sup> fizicieni de prestigiu care lucrează asupra interacției între lumină și atomi se apleacă asupra modestului amplificator trece-bandă, tocmai pentru a pune mai clar în evidență originea avansării pulsului <sup>4</sup>.

Cu toate acestea, în planul de învățământ al unei facultăți de fizică, electronica nu are cum să ocupe mai mult de două semestre; din această cauză, alegerea temelor și a stilului în care sunt abordate devine critică și trebuie discutată frecvent, deoarece electronica este o disciplină extrem de dinamică, manuale bune acum zece ani devenind depășite și necesitând ediții actualizate. La facultățile noastre de fizică, cursul de electronică s-a intitulat, după răspîndirea dispozitivelor semiconductoare, "Dispozitive și circuite electronice", inspirat și în conținut de cursul cu același nume de la facultățile de profil electric și electronic din Politehnică. Pentru că era ținut unor viitori fizicieni, partea de fizica dispozitivelor semiconductoare a fost mult accentuată și extinsă, ocupînd aproape în întregime primul semestru. Argumentul adus este că, după studierea fizicii dispozitivului electronic respectiv, studentului îi este mai ușor să înțeleagă funcționarea circuitelor. În opinia noastră, această concepție este cu totul naivă, dacă privim la un circuit electronic și încercăm să înțelegem ce funcție îndeplinește el raționînd în termeni de purtători majoritari și minoritari ce traversează bariere de potențial sub acțiunea difuziei și a forțelor de câmp electric, e aproape sigur că nu vom

<sup>3</sup> de exemplu L. J. Wang, A. Kuzmich and A. Dogariu, "Gain-assisted superluminal light propagation", Nature, 406, pp. 277-279, 2000.

<sup>4</sup> M.W. Mitchell and R.Y. Chiao, "Causality and negative group delays in a simple band-pass amplifier", Am. J. Phys., 68, pp. 14-19, 1998.

reuși niciodată. Instrumentele intelectuale necesare sunt cu totul altele și ele țin de ceea ce se cheamă teoria modernă a circuitelor.

Aparent inexplicabil, înțelegerea electronicii apare studentului de la fizică mult mai dificilă decât a disciplinelor cu grad mult mai mare de abstractizare și formalizare matematică. Dificultatea înțelegerii funcționării banalului amplificator cu emitor comun nu constă în savante ecuații cu  $\nabla$  și  $\Delta$ ; ea se rezumă, de obicei, la imposibilitatea aplicării legii lui Ohm în termeni de potențiale și la necunoașterea conceptului de sursă ideală de curent. În opinia noastră, cauza trebuie căutată în modul în care sunt scrise capitolele de electrocinetică din manualele noastre, arhaic, puternic formalizat, puțin intuitiv și, deci, generator de confuzii: explicarea funcționării generatoarelor pe baza conceptului de "cîmp imprimat", utilizarea termenului de "tensiune" electromotoare (abandonat pînă și de școala franceză), lipsa prezentării convenției de consumator în formularea legii lui Ohm, absența teoremelor de echivalență Thevenin și Norton și a conceptelor de sursă ideală de tensiune și sursă ideală de curent, formularea legii tensiunilor în forma  $\sum E_k = \sum I_k R_k$  (cu forțe electromotoare, incluzînd și legea lui Ohm, așa cum nu se mai găsește de loc în manualele moderne), etc..

Revenind la cursurile de "Dispozitive și Circuite electronice", trebuie să remarcăm că, în mod ciudat, nu a fost tradus în română nici un astfel de manual de referință. Și din acest motiv, deficiențele congenitale ale acestui stil de a preda electronica (unele prezente încă și în cele mai noi ediții ale unor manuale străine "standard" <sup>5</sup>) au fost amplificate dincolo de orice limită de autorii români de astfel de manuale, apărînd astfel un soi de "electronică teoretică". Aceasta poate fi recunoscută ușor după cîteva trăsături caracteristice: cît mai multe modele, chiar dacă nu mai sunt utilizate apoi nicăieri în cuprinsul cursului, utilizarea parametrilor hibridi pentru tranzistoare (astfel încît formulele deduse sunt aplicabile în practică numai după "traducerea" lor în limbajul altor modele), calcule cît mai stufoase cu aproximații făcute la sîrșit, aproximații nejustificate cu valori numerice și, bineînțeles, cu consecințe asupra preciziei rezultatului de amplitudine nespecificată, absența procedurilor sau indicațiilor de proiectare, nici o problemă legată de o aplicație practică, probleme în care rezistențele de polarizare au valoarea 174 k $\Omega$  fix, impedanța de intrare rezultă a fi 24.836 k $\Omega$  sau care "optimizează" amplificarea dacă factorul  $\beta$  al tranzistoarelor este cunoscut cu precizie de 1 %.

Caracterul din ce în ce mai original al învățămîntului nostru, adică renunțarea completă la lectura unui manual, la seminarii, teme pentru acasă și proiecte, întregul efort a studentului restrîngîndu-se la memorarea în timpul sesiunii a formulelor și schemelor pe care profesorul a avut timp să le realizeze cu creta pe tablă și apoi reproducerea acestora la examen sub numele de "subiect de teorie", a condus pînă la urmă la sacrificarea celei mai mari părți din conținutul de electronică, fie și ea teoretică. Astfel, după două semestre de curs, tînărul fizician nu a auzit de dispozitive esențiale în viitoarea sa activitate (fotomultiplicatoare, diode laser, senzori CCD, amplificatoare de instrumentație) dar nici de diagrame Bode, stabilitatea sistemelor cu reacție negativă, zgomotul circuitelor electronice, etc., care sunt chestiuni "de supraviețuire" în laborator. Privind la ceea ce se predă, ai crede că electroniștii nu fac decît să deducă ecuațiile modelului Ebers-Moll (pornind de la desene în care baza are aceeași grosime cu emitorul și colectorul și neavînd nici o idee despre gradul de dopare al emitorului și colectorului), să calculeze factorul  $S_I$  pentru toate rețelele de polarizare posibile (chiar dacă acesta era important numai la tranzistoarele cu germaniu, dispărute de mult) și să obțină formule cît mai complicate și exacte pentru  $A_V$ ,  $A_{VG}$ ,  $A_I$  și impedanțele de intrare și ieșire, dacă semnalul este foarte, foarte mic. În această atmosferă teoretică, studenții ajung să creadă chiar că tranzistoarele au fost inventate doar ca să putem calcula mărimile amintite.

Simptomatic este cazul amplificatorului lock-in, un instrument esențial în fizica experimentală: despre el nu există nici o pagină scrisă de vreun autor român și, după cîte știm, nici măcar tradusă în română.

Din acest motiv, manualul de față nu este unul de Dispozitive și Circuite Electronice. Stilul de prezentare (inspirat în parte din manualele de electronică moderne americane), este complet diferit deoarece am urmărit, în primul rînd, ca cititorul să înțeleagă cît mai ușor funcționarea circuitelor; aceasta nu se poate

<sup>5</sup> Robert Boylestad, Louis Nashelsky, "Electronic Devices and Circuit Theory", Prentice Hall, Upper Saddle River, N.J., 2002 (a opta ediție)

face decît utilizînd aproximații rezonabile, modele adecvat de simple și analogii cu sisteme arhicunoscute, cum sunt cele mecanice și hidraulice. Pragmatismul a fost mereu principiul de bază; în acest manual  $\beta+1$  este practic egal cu  $\beta$  nu pentru că (așa cum cred mulți)  $\beta \gg 1$  ci deoarece la utilizarea unui tranzistor bipolar nu se cunoaște niciodată  $\beta$  cu o precizie de o unitate.

Chiar și cele mai simple lucruri pot fi prezentate și în așa fel încît să nu se mai înțeleagă nimic. Să luăm cazul unui circuit cu tranzistor NMOS în care curentul (controlat de potențialul porții) vine de la borna de alimentare pozitivă, intră în drenă și iese prin sursă pentru a curge apoi spre masă; tranzistorul este un robinet de curent. Ajunge să acceptăm convenția după care toți curenții sunt pozitivi dacă intră în tranzistor și toată simplitatea se evaporă: în tranzistor intră acum doi curenți de semne opuse și valori absolute egale, nu prea mai putem să ne gîndim la un robinet. Din acest motiv, în acest manual curenții prin tranzistoare sunt considerați cu sensurile lor reale, pentru că le cunoaștem în fiecare dintre situațiile analizate. Autori scrupuloși ar putea obiecta că în cataloage curenții sunt dați cu semne, după convenția amintită; e adevărat, dar noi credem că dacă studentul trebuie să afle din catalog sensul curentului, atunci el a frecventat degeaba cursul de electronică și tot cu același rezultat va citi și foaia de catalog.

Întreaga activitate de înțelegere a funcționării, proiectare, verificare și optimizare a unui circuit electronic se desfășoară *pe schema circuitului* respectiv. Pentru a facilita această activitate, toate informațiile relevante trebuie trecute pe schemă. Acest principiu a fost respectat sistematic de către noi și cititorul este sfătuit mereu să procedeze la fel, mai ales la rezolvarea problemelor. Chiar în schemele de principiu, pe care se face analiza circuitului respectiv, veți întîlni mereu valori numerice pentru componente; ele au rolul să familiarizeze cititorul cu ordinul lor de mărime în aplicații tipice. Înțelegerea intuitivă a funcționării este imposibilă fără *vizualizarea* evoluției potențialelor nodurilor importante. Veți găsi formele acestor evoluții desenate chiar pe scheme, așa cum sunt în realitate, incluzînd și componenta de curent continuu. Pentru veridicitate, am evitat cazul particular al semnalelor sinusoidale.

În cazul circuitelor cu tranzistoare, regimul de repaus este esențial; de aceea, valorilor potențialelor de repaus sunt trecute întodeauna, utilizînd notația din schemele profesionale. Vom înțelege, prin punct static de funcționare, starea de repaus a întregului circuit (potențialul colectorului, al emitorului, etc.), în opoziție cu textele teoreticienilor care vorbesc numai de  $V_{CE}$ . Avantajul este evident, dacă linia de alimentare pozitivă este desenată în partea de sus și dacă ne aducem aminte cum curentul curge prin consumatoarele de energie de la potențial ridicat la potențial coborît.

Pentru a păstra schema circuitului în centrul atenției, nu am desenat circuite echivalente pentru polarizare (pentru mulți, celebrele CEP-uri). Studentul este sfătuit să ignore condensatoarele cînd privește la schema completă și să-și noteze pe schemă că tensiunea bază-emitor este aproximativ 0.6 V, cu polaritatea corectă. În același mod, adică privind la schemă, trebuie să-și amintească cum în colector tranzistorul se comportă practic ca o sursă de curent și să utilizeze această informație.


Există o mulțime de modele de semnal mic utilizate pentru tranzistoarele bipolare. "Obiectivul principal al analizei manuale rămîne obținerea unei înțelegeri **intuitive** a factorilor care afectează comportarea circuitului" <sup>6</sup>. După Gray și Meyer, există un principiu unic al analizei manuale: alegerea "celui mai simplu model posibil care mai asigură încă nivelul de precizie dorit". În contrast cu analiza manuală, analiza prin simulare pe calculator necesită modele cît mai precise și valori numerice corecte ale parametrilor modelului. Prețul plătit este însă absența "înțelegerii intuitive necesare pentru proiectare". Modelele de tranzistor bipolar pe care le întîlnim prin cărțile autorilor noștri nu corespund nici unuia dintre aceste scopuri: analiza manuală este prea laborioasă și foarte puțin intuitivă iar pentru analiza pe calculator ele sunt insuficient de precise.

Modelul utilizat de noi este cunoscut ca "modelul cu  $r_e$ " și decurge direct din modelul Ebers-Moll, în urma unor aproximații rezonabile; în afara binecunoscutului parametru  $\beta$ , mai există doar rezistența dinamică  $r_e$ , calculabilă direct din curentul de colector de repaus. Cu acest model, analiza etajelor

<sup>6</sup> Paul Gray, Robert Meyer, "Circuite integrate analogice - Analiză și proiectare", Ed, Tehnică, București, 1983, traducere a ediției John Wiley & Sons, 1972.

fundamentale este incredibil de simplă și de intuitivă iar formulele obținute sunt foarte ușor de utilizat la calculul valorilor numerice ale performanțelor circuitelor concrete. Din acest motiv, astăzi "anumite instituții folosesc exclusiv modelul cu  $r_e$ "<sup>7</sup>. Desenarea unor circuite echivalente care nu mai seamănă cu schema originală a circuitului (la fel de celebrele CES-uri) a fost evitată chiar și pentru variații mici: în loc să desenăm sursa de curent controlată am desenat simbolul tranzistorului completat cu rezistența dinamică din emitor.

Pentru a împiedica aplicarea mecanică a formulelor la rezolvarea problemelor propuse, în formularea acestora, pe scheme au fost trecute doar valorile și nu notații ca  $R_{B1}$  sau  $C_E$ . Oriunde s-a cerut calculul unor mărimi dependente de factorul  $\beta$  al tranzistoarelor bipolare, expresia utilizată a fost "estimare" pentru a aminti faptul că  $\beta$  este cunoscut cu precizie foarte proastă.

Simbolurile utilizate de noi pentru sursele ideale de tensiune și, respectiv, curent, sunt simbolurile ANSI, folosite de toate universitățile și firmele americane, de imensa majoritate a celor europene precum și de producătorii de software. Deși în literatura de limbă română ele apar în cărți de referință<sup>8,9,10</sup>, de mulți ani originalii ingineri și autori de manuale de fizică de pe la noi au făcut alegerea care produce gradul maxim de confuzie: ei utilizează, pentru sursa de tensiune, simbolul ANSI al sursei de curent, . În această situație contradictorie, am preferat ca studenții noștri să învețe aceleași simboluri ca și cei de la Harvard University, cel puțin pînă cînd politehniștii autohtoni vor da peste cap standardele din literatura internațională prin articolele lor științifice sau prin producția de software. Așa cum se face în multe manuale, am utilizat, pentru simplitate, aceleași simboluri și pentru sursele comandate.

Cu toate că este structurat în parte pe baza temelor lucrărilor de laborator de la cursul de Dispozitive și Circuite Electronice, acest manual încearcă, așa cum am arătat, să fie altceva decît un simplu Caiet de laborator. Am fi dorit ca textul să fie mai concis decît este dar, din considerente care sperăm să apară acum clare, a trebuit să prezentăm din nou modul de funcționare al dispozitivelor și circuitelor studiate. Explicarea detaliată a conceptelor și circuitelor utilizate, împreună cu proceduri de proiectare și prezentarea experimentelor propuse, este similară cu ceea ce conțin "manualele pentru studenți" utilizate în universitățile americane, un excelent exemplu constituindu-l chiar cel aferent cursului "The Art of Electronics". Este motivul principal pentru care și această carte se intitulează "Manualul studentului".

În formularea obiectivelor lucrărilor practice am urmărit în special ca studentul să înțeleagă de ce face o anumită operație și să-și formuleze în scris constatările făcute, alături de schemele circuitelor cu care a obținut aceste rezultate. Nu ne-am mulțumit cu observații calitative, precum caracteristica curent-tensiune a diodei semiconductoare în coordonate lin-lin, ci am încercat să obținem de la experiment cît mai multe informații cantitative relevante; la diodă se urmărește dependența curent-tensiune pe mai mult de patru decade de variație a curentului, se verifică respectarea dependenței exponențiale și se calculează coeficientul de emisie.

Deși temele lucrărilor experimentale le includ pe cele din "Dispozitive și circuite electronice -Lucrări de laborator, Editura Universității din București, 1993", orice asemănare se oprește aici. Toate textele explicative ne aparțin iar desfășurarea lucrărilor practice a fost gîndită din perspectiva celui care utilizează circuitele electronice și nu din aceea a celui care verifică performanțele componentelor.

Au fost introduse teme noi. Unele, cum sunt studiul surselor ideale de tensiune și curent, precum și circuitele cu rezistoare, condensatoare și inductoare și-ar fi găsit poate un loc mai bun în laboratorul de electricitate. În capitolul dedicat circuitelor cu reacție am lărgit mult cadrul discuției, abordînd și sistemele de control automat; este mult mai probabil ca viitorul fizician să trebuiască să mențină constantă într-un

<sup>7</sup>Robert Boylestad, Louis Nashelsky, "Electronic Devices and Circuit Theory", Prentice Hall, Upper Saddle River, N.J., 2002 (a opta ediție)

<sup>8</sup>N. Balabanian, Th. Bickart, "Teoria modernă a circuitelor", Ed. Tehnică, București, 1974.

<sup>9</sup>Gh. Cartianu, M. Săvescu, I. Constantin și D. Stanomir, 'Semnale, circuite și sisteme', Ed. Didactică și Pedagogică, București, 1980

<sup>10</sup>Mugur Săvescu, 'Metode în analiza circuitelor electronice', Ed. Științifică și Enciclopedică, București, 1985.

experiment o mărime fizică decât să utilizeze reacția negativă pentru lărgirea benzii amplificatoarelor sau, cum pretind unii autori, să micșoreze zgomotul lor. Deoarece sunt puțin sau de loc prezentate la curs, amplificatoarelor operaționale și circuitelor digitale le sunt dedicate capitole extinse, cu multe informații necesare în aplicațiile practice. În prezentarea filtrelor și a reacției am fost pus în fața unei provocări: o abordare coerentă nu se poate face decât în formalismul Laplace. Am riscat și am utilizat sistematic funcțiile de transfer Laplace, mizând pe simplitatea calculului lor (mai simplu chiar decât calculul în complex pentru circuitele de curent alternativ) și pe caracterul extrem de intuitiv al legăturii între poziția polilor și tipul răspunsului.

Numărul total de experimente propuse (96) este cu mult mai mare decât al acelor care se efectuează în cele două semestre; dintre ele se pot alege cele mai relevante, restul pot fi utilizate la cercul de electronică sau ca experimente demonstrative la cursurile de specialitate.

Autorul ține să mulțumească, în primul rând, celor care i-au arătat că acest manual este necesar și l-au încurajat să-l scrie: studenților care cereau mereu referate din care să poată înțelege și care, prin întrebările puse în timpul lucrărilor practice, doreau să știe la ce folosesc dispozitivele și circuitele prezentate la curs. Un rol special l-a avut Săndel Simion<sup>11</sup> datorită experienței sale de practican și de cititor de manuale de electronică; în urma observațiilor sale multe capitole au fost rescrise. Se cuvin mulțumiri, de asemenea, studenților care au citit manuscrisul și au făcut observații critice.

O contribuție importantă a avut colegul meu Dr. Petrică Cristea<sup>12</sup>, prin discuțiile îndelungate și aprinse asupra textului manualului și a metodelor de a prezenta lucrurile clar și corect, și Dr. Cornel Niculae, prin seriozitatea și profesionalismul manifestat constant în conducerea lucrărilor practice din laboratorul de Electronică. Se cuvin mulțumiri, de asemenea, colegului Dr. Doru Pleșea pentru încurajarea sa constantă și sprijinul logistic în editarea acestui manual. Câteva dintre experimente au fost proiectate în urma discuțiilor cu Dr. Liviu Giurgiu; impresionanta sa experiență precum și precizia și diversitatea informațiilor oferite cu generozitate ne-au făcut uneori să ne aducem aminte de oamenii-cărți din "Fahrenheit 451".

Și nu în ultimul rând, trebuie amintiți o mulțime de specialiști care, prin modul în care scriu manuale și predau electronică pe la noi, au făcut un asemenea manual mai mult decât necesar, aproape inevitabil.

Mihai P. Dincă

---

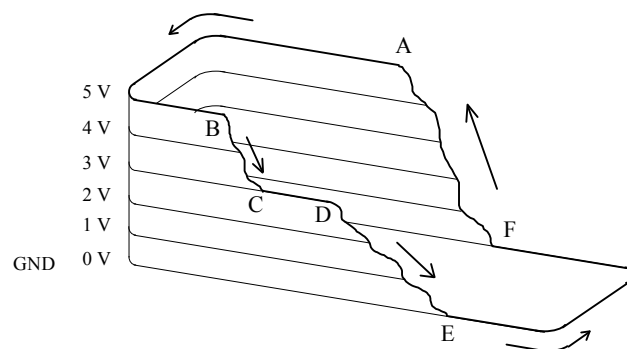
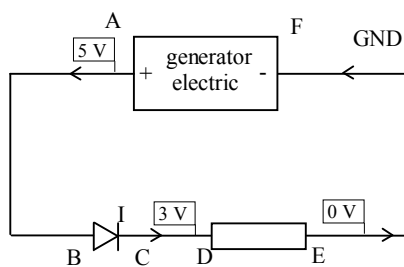
<sup>11</sup> acum la Carnegie Mellon University, SUA.

<sup>12</sup> acum la Los Alamos National Laboratory, SUA.

## CAPITOLUL

# 1

## Noțiuni introductive



- A. Elemente de circuit, reale și ideale 2
- B. Intensitatea curentului 3
- C. Tensiunea electrică 5
- D. Legea lui Ohm; rezistoare 8
- E. Analiza circuitelor 10
- F. Măsurarea intensităților de regim continuu 12
- G. Măsurarea tensiunilor continue 14
- H. Măsurarea curenților și tensiunilor alternative (regim sinusoidal) 17
- I. Măsurarea curenților și tensiunilor alternative de formă oarecare 18
- Probleme rezolvate 25, probleme propuse 27
- Lucrare experimentală 31

## A. Elemente de circuit, reale și ideale

Electronica utilizează multe concepte cu care sunteți familiarizați de la studiul capitolului de Electricitate din fizica predată la liceu și de la cursul de Electricitate și Magnetism. Cu toate acestea, în electronică semnificația unora dintre ele este ușor diferită iar, pentru calculul circuitelor, este mai avantajos să utilizați alte metode decât cele folosite acolo. Ne propunem, în acest capitol, să trecem în revistă câteva concepte și metode de calcul, așa cum sunt ele utilizate în electronică.

Întreaga fizică utilizează **modele** pentru a surprinde **caracteristicile esențiale** ale comportării lumii reale. Legile sunt formulate pentru aceste modele și ceea ce putem spera este ca modelarea să fi păstrat ceea ce este important în comportarea sistemului fizic real; dacă avem suficiente informații și nu greșim în aplicarea legilor sau la efectuarea calculelor, putem prezice, cu precizie satisfăcătoare, rezultatul unui experiment.

Același lucru se întâmplă și în electronică. Firul conductor (numit, pentru simplificare, **conductor**) ce leagă două elemente de circuit este modelat cu un **conductor ideal**, fără rezistență, și desenat pe scheme ca o linie continuă. Corespondentul său fizic are, însă, întodeauna o rezistență electrică diferită de zero, prezintă acumulări de sarcini electrice care, prin câmpul electrostatic creat, interacționează cu celelalte conductoare din apropiere, și, în plus, prin câmpul magnetic creat, interacționează cu ceilalți curenți electrici din circuit. Continuăm să utilizăm modelul conductorului ideal nu pentru că nu cunoaștem aceste fenomene ci pentru că **știm că în problema de care ne ocupăm ele produc efecte neglijabile**.

Nici atunci când mărimea acestor efecte contează, nu renunțăm la modelul conductorului ideal ci adăugăm în circuit modelele unor alte elemente de circuit, **modele la fel de ideale**: de exemplu, interacțiunea unui conductor cu un alt conductor învecinat, prin câmp electrostatic, este modelată prin adăugarea unui condensator ideal, al cărui câmp electric nu se extinde în afara armăturilor. Regula jocului este simplă: utilizând elemente de circuit ideale modelăm elemente și interacțiuni reale. Nu trebuie să uităm, însă, că simbolurile pe care le vedem pe scheme reprezintă modele idealizate, chiar dacă poartă aceleași nume cu dispozitivele fizice reale, și că legile pe care le vom formula se referă la aceste modele.

Elementul de circuit ideal este, deci, un model care descrie un sistem fizic ce schimbă energie și informație cu restul lumii (reprezentat de circuitul exterior lui) **numai prin curenții și tensiunile de la bornele sale**. Legăturile între aceste elemente de circuit se realizează prin conductoare ideale.

Schemele circuitelor cu care veți lucra trebuie desenate în așa fel încât să faciliteze înțelegerea funcționării, să conțină suficiente informații pentru construirea circuitelor și, de asemenea, să ajute la depanarea acestora; o schemă desenată prost sau căreia îi lipsesc informații importante produce numai confuzii. Singurul mod în care puteți învăța să desenați bine scheme electronice este chiar desenarea acestora, **cu mâna liberă**, eventual pe hârtie cu caroiaj orizontal și vertical. Utilizați numai creionul și pregătiți-vă guma, nici cei cu multă experiență nu pot desena întodeauna o schemă "bună" din prima încercare. Mult mai mult decât din seturi de reguli complicat formulate puteți învăța prin desenarea pe caiet a schemelor circuitelor pe care le găsiți în manual. Completați-le întodeauna cu informații care vă ajută la înțelegerea funcționării, cum sunt **sensurile curenților** și **polaritățile tensiunilor** pe ramurile importante, precum și cele legate de desfășurarea concretă a experimentului: tipul aparatelor de măsură folosite, polaritatea legării lor în circuit, scala pe care au fost utilizate și rezistențele lor interne.

Există mai multe principii, reguli și trucuri care vă ajută să desenați corect o schemă electronică; enunțăm în continuare câteva dintre acestea.

- Schemele nu trebuie să conțină ambiguități; simbolurile componentelor, valorile parametrilor lor (inclusiv unitățile de măsură), polaritățile, etc., trebuie să fie trecute cu claritate pentru evitarea confuziilor.

- O schemă bună sugerează limpede funcționarea circuitului; din acest motiv desenați distinct regiunile cu funcționare diferită, fără să vă temeți că lăsați zone libere. Pentru multe tipuri de circuite există **moduri convenționale** de a le desena, care permit recunoașterea lor imediată; le puteți învăța numai desenându-le așa cum le găsiți în manuale.

- Interconectarea conductoarelor este bine să fie figurată prin cercuri pline, ca în Fig. 1.1. a). Uneori vom uita și noi acest lucru pentru că respectarea altor reguli elimină pericolul unei confuzii.


-Deși mulți consideră aceasta demodat, noi vă sfătuim să desenați două conductoare care se intersectează fără conexiune cu un mic semicerc, ca în desenul b al figurii; fiți pregătiți, totuși, să găsiți în scheme această situație reprezentată ca în desenul c).

- Pentru a evita orice posibilitate de confuzie **nu desenați niciodată** patru conductoare conectate într-un singur punct, ca în Fig. 1.1 d) ci folosiți reprezentarea din desenul e) al figurii.

- Încercați, pe cât posibil, să aliniați orizontal și vertical componentele, astfel încât conductoarele de legătură să fie și ele orizontale sau verticale.

- Puneți linia de alimentare cu tensiune pozitivă în partea superioară a desenului și cea negativă în partea inferioară, astfel încât curenții să curgă (pe desen) de sus în jos.

-Circuitele prelucrează semnale; în general, acestea trebuie să "meargă" de la stînga la dreapta, intrarea fiind în stînga iar ieșirea în partea dreaptă a schemei.

-Dacă schema se complică, nu insistați să strîngeți toate firele care merg la masă într-un singur punct ci utilizați local simbolul de masă ; același lucru este valabil și pentru firele care merg la alimentare, pentru care puteți scrie, pur și simplu, valoarea tensiunii de alimentare (față de masă).

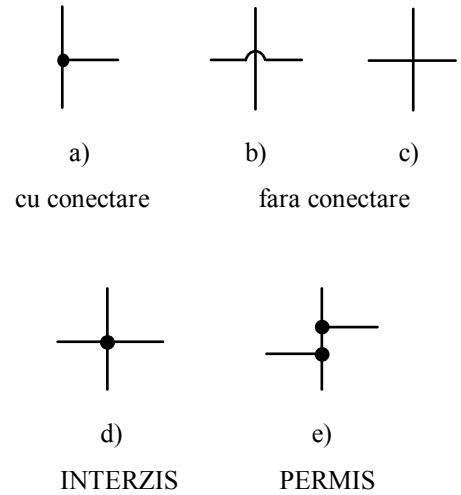


Fig. 1.1. Representarea pe scheme a conductoarelor

**B. Intensitatea curentului**

Mărimile fizice care descriu starea unui circuit sunt intensitățile curenților și tensiunile electrice între diferitele puncte ale circuitului. Să ne ocupăm puțin de aceste mărimi. **Intensitatea curentului electric într-un punct** al unui conductor (mai corect ar fi într-o secțiune a sa, dar noi vom neglija grosimea sa fizică) este, prin definiție "debitul" de sarcină electrică transportată prin acel punct

$$I(t) = dq/dt \tag{1.1}$$

Unitatea de măsură este amperul, care corespunde trecerii unui coulomb (aproximativ  $6 \cdot 10^{18}$  sarcini elementare) în timp de o secundă. Chiar și la curenții foarte slabi de ordinul nanoamperilor (produși de unele traductoare cu care măsurăm diferite mărimi fizice) numărul de sarcini elementare transportate într-o secundă este imens, de ordinul a câteva miliarde.

Cum transportul poate avea loc în oricare dintre cele două sensuri, **este obligatoriu** să atribuim acestei mărimi un sens. A spune că prin punctul M al conductorului intensitatea este de 3 A este o informație utilă, dar cu siguranță incompletă. Pentru a simplifica exprimarea, vom spune adesea "un curent de 2 A" în loc de un "curent cu intensitatea de 2 A", pentru că acest lucru nu poate duce la nici o confuzie.



Putem măsura intensitatea, la un moment dat, în orice punct al conductorului dorim. Cum vor fi valorile obținute ? În majoritatea textelor introductive găsiți afirmația că din conservarea sarcinii decurge faptul că intensitatea este aceeași pe un circuit neramificat. Adevărul este că legea conservării sarcinii electrice (lege fundamentală a fizicii) **nu este suficientă** pentru a justifica o astfel de proprietate.

Să presupunem, în plus, că avem stabilit un **regim de curent continuu**, adică toate intensitățile și potențialele din circuit au încetat să mai depindă de timp. Aceasta înseamnă și că sarcina electrică totală a conductorului dintre punctele M și N de pe Fig. 1.2 a), trebuie să rămână constantă. Cum ea nu poate fi creată sau distrusă, "debitul" de sarcină care intră prin punctul M trebuie să fie exact egal cu debitul de sarcină care iese prin punctul N

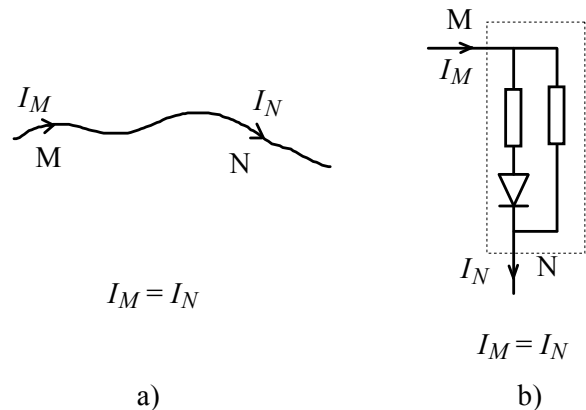


Fig. 1.2. La curent continuu, intensitatea este aceeași în orice punct al unui circuit neramificat.

$$I_M = I_N; \quad (1.2)$$

aceasta proprietate poate fi generalizată și în cazul în care între punctele M și N sunt legate alte elemente de circuit, cu condiția ca să le putem închide imaginar cu o suprafață netraversată de alte conductoare (desenul b al figurii).

Electronica operează însă, cel mai adesea, cu tensiuni și curenți variabili în timp. Revenind la situația simplă din Fig. 1.2 a) putem spune acum că la orice moment de timp avem egalitatea  $I_M(t) = I_N(t)$  ? Numai dacă o perturbație în distribuția de sarcină de pe întregul circuit se deplasează instantaneu. O asemenea perturbație se deplasează, însă, **cu viteză finită**, aproape egală cu viteza luminii în mediul respectiv (atenție, nu este vorba de viteza de drift a unui purtător de sarcină individual). Ajungem, astfel, la concluzia că putem considera intensitățile egale

$$I_M(t) = I_N(t) \quad (1.3)$$

numai dacă privim fenomenele la o scară de timp mult mai mare decât  $d_{MN}/c'$  unde  $d_{MN}$  este distanța între punctele M și N iar  $c'$  viteza luminii în mediul respectiv. Pentru semnale sinusoidale, condiția anterioară conduce la

$$d_{MN} \ll c'T = \lambda \quad (1.4)$$

adică **dimensiunile circuitului trebuie să fie mult mai mici decât lungimea de undă**. Pentru circuite de dimensiuni obișnuite, aceasta înseamnă frecvențe pînă în domeniul sutelor de MHz (pînă în domeniul undele radio ultrascurte și a emițătoarelor de televiziune). Peste aceste frecvențe, modelarea circuitelor se face complet diferit, **cu parametri distribuiți**, ecuațiile care le descriu fiind cu derivate parțiale. Așa este cazul

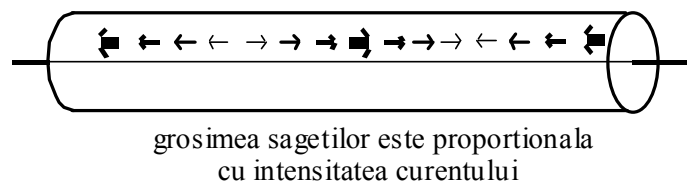


Fig. 1.3. Intensitatea instantanee a curenților pe o porțiune din conductorul central al unui cablu CATV.

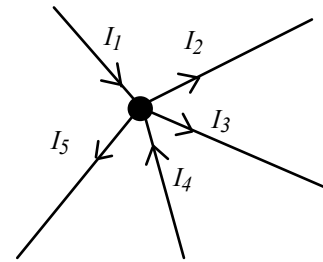
cablului pe care primiți semnalul de televiziune CATV (Cable TeleVision): lungimea de undă este de ordinul a câțiva metri și, la un moment dat curenții prin firul central arată ca în Fig. 1.3. Noi nu vom aborda acest domeniu, așa că relația (1.3) va fi întodeauna respectată.

*Circuitele de mari dimensiuni nu respectă relația (1.3) nici la frecvențele joase; așa sunt, de exemplu, cablurile telefonice transcontinentale sau rețelele de distribuție a energiei electrice. Considerând  $c' \cong 3 \cdot 10^8$  m/s, estimați pînă la ce frecvență este respectată relația (1.3) în cazul unui conductor de dimensiunile "diametrului" țării noastre .*

Dacă relațiile (1.2-1.3) sunt îndeplinite, **așa cum va fi întodeauna cazul în circuitele cu care vom lucra**, la punctul de conexiune a mai multor conductoare, numit **nod**, suma intensităților curenților care intră este egală cu suma intensităților curenților care ies din nodul respectiv (Fig. 1.4). De multe ori este comod să tratăm identic aceste intensități, acordîndu-le **semne algebrice**, după o anumită convenție, de exemplu considerînd pozitivi curenții care intră și negativi pe cei care ies. În acest mod, proprietatea anterioară se scrie

$$\boxed{\sum_{nod} I_k = 0} \tag{1.5}$$

sumarea efectuîndu-se peste **toți curenții care ajung la nodul respectiv**. Relația anterioară este esențială în circuitele electronice și este cunoscută sub numele de legea (sau teorema) I a lui Kirchoff sau legea curenților. Deși acum intensitatea este reprezentată printr-un număr pozitiv sau negativ, nu trebuie să uităm că, în spatele acestei convenții, **curentul are un sens, intrînd sau ieșind din nodul respectiv**. Ori de cîte ori analizăm un circuit este mult mai bine să figurăm printr-o săgeată sensul curentului decît să spunem că "intensitatea este negativă", deoarece caracterul negativ i-a fost acordat de convenția noastră, care putea, la fel de bine, să fie aleasă exact pe dos.



$$I_1 - I_2 - I_3 + I_4 - I_5 = 0$$

suma algebrica a curenților este nula

Fig. 1.4. Legea curenților.

### C. Tensiunea electrică

Între bornele elementelor de circuit parcurse de curent electric există **tensiuni electrice**, ele neavînd același potențial. Cum la efectuarea diferenței de potențial ordinea este esențială, va trebui să spunem întodeauna ce înțelegem prin tensiunea  $U$  între punctele A și B, diferența  $V_A - V_B$  sau diferența  $V_B - V_A$ . Există mai multe variante de a reprezenta pe desen convenția pe care am ales-o; nouă ni se pare că cea mai simplă și sigură este trecerea semnelor + și - la capetele unui arc de cerc, desenat între punctele respective, ca în Fig. 1.5. Aceste semne ne spun **modul în care efectuăm diferența între potențiale și nu faptul că potențialele respective sunt ele însele pozitive sau negative**.

În electronică, regula generală este **măsurarea potențialelor nodurilor față de un nod anumit, numit masă** și să se lucreze, pe cît posibil numai cu potențialele nodurilor. Rațiunea este simplă: este mult mai ușor să vorbești despre altitudinea față de nivelul mării a fiecăruia dintre cinci orașe decît despre cele 10 diferențe de nivel dintre aceste orașe; oricînd o anumită diferență poate fi calculată rapid din altitudinile celor două orașe. Vom utiliza pentru nodul de masă simbolul din Fig. 1.5 și, uneori, prescurtarea GND, ca în limba engleză (de la ground).

Astfel, ori de câte ori veți întâlni potențiale (sau tensiuni) care au un singur indice inferior ( $V_A$ ,  $U_{in}$ , etc) este vorba despre potențialul nodului respectiv (tensiunea sa măsurată față de masă). Când va trebui să vorbim despre tensiunea între două puncte oarecare, vom utiliza doi indici inferiori, care să se referă la nodurile respective ( $V_{AB}$ ) sau vom trece ca indice inferior elementul de circuit la bornele căruia măsurăm tensiunea ( $U_{R1}$ ).

Tensiunea electrică se măsoară în volți; prescurtarea acestei unități de măsură, V, poate să producă confuzii, deoarece și potențialele se notează, de regulă tot cu litera  $V$ . Pentru evitarea confuziilor, este bine să se respecte regula încetățenită în literatura științifică și anume ca **variabilele corespunzătoare mărimilor fizice să fie notate cu litere italice (cursive)**. Astfel, 3V înseamnă trei volți, pe când  $3V$  este produsul dintre constanta trei și potențialul notat cu litera  $V$ .

În fenomenele întâlnite în natură și tehnică, atât curentul cât și tensiunea pot avea valori pe o gamă foarte largă. Diagrama prezentată în Fig. 1.5 b) se referă la câteva fenomene mai cunoscute; faptul că pentru supraconductori tensiunile sunt mult mai mici decât cele figurate iar pentru acceleratoarele de particule ele sunt mult mai mari a fost reprezentat pe diagramă prin săgeți. Același lucru se întâmplă în cazul "loviturilor" de trăsnet, pentru care și tensiunea și curentul pot fi mai mari decât valorile reprezentate pe diagramă.

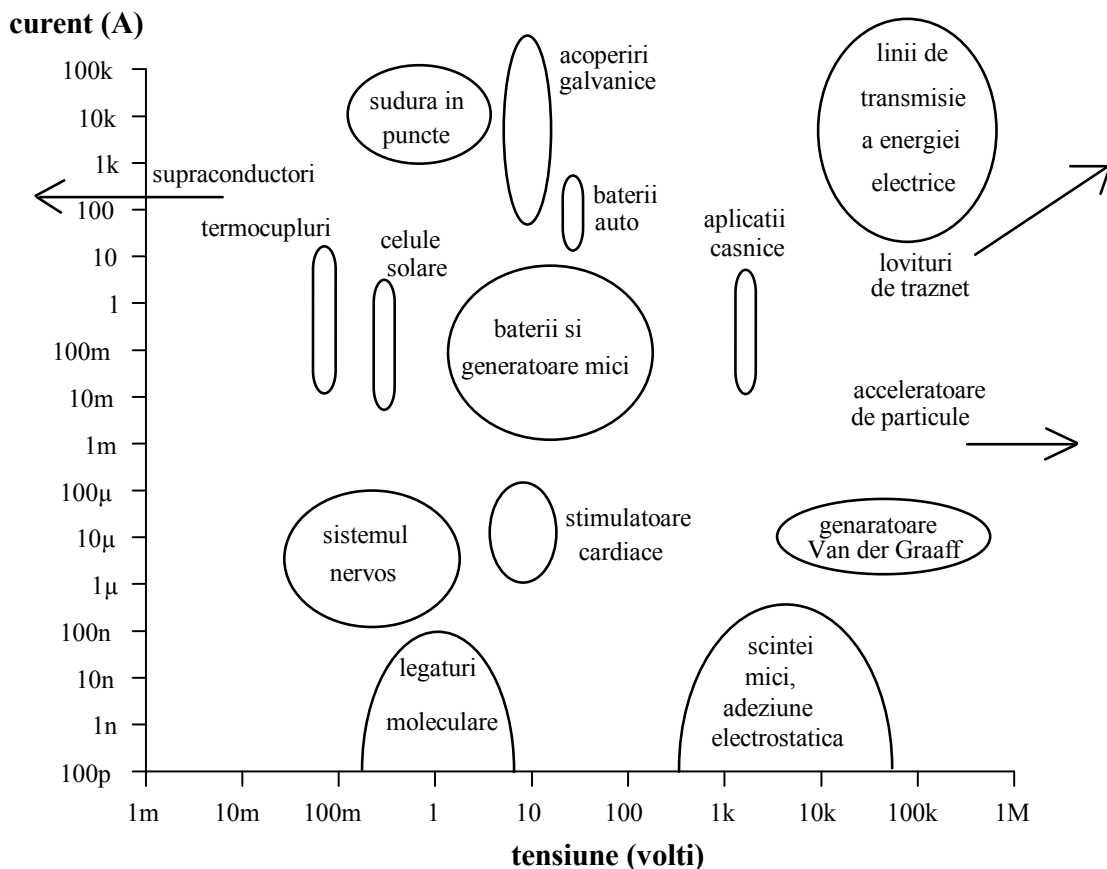


Fig. 1.5. b). Diagrama valorilor curent-tensiune pentru câteva fenomene din natură și tehnică.

Tensiunea electrică între două puncte se definește prin lucrul mecanic efectuat de câmpul electrostatic la deplasarea unei sarcini de valoare unitară. Aceasta înseamnă că, fiind parcurs de un curent electric, un element

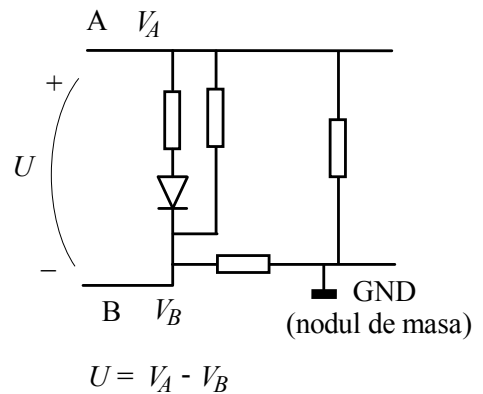


Fig. 1.5 a). Convenția grafică pentru tensiunea între două puncte ale unui circuit.

de circuit transferă sarcinilor energie (este un **generator electric**) sau primește de la acestea energie (este un **consumator electric**). Consumatoarele sunt numite elemente **pasive**, pe când generatoarele sunt elemente **active**.

Când curentul electric intră în elementul de circuit pe la borna de potențial ridicat (la borna pozitivă vom spune, adesea, prin abuz de limbaj), sarcinile electrice sunt accelerate de câmpul electrostatic și "frîmate" prin interacția cu structura internă a elementului de circuit. În acest caz, elementul de circuit este un consumator de energie electrică, așa cum este cazul porțiunilor BC și DE din Fig. 1.6.

**Într-un consumator de energie electrică, curentul curge de la borna cu potențial ridicat la borna cu potențial coborât.**

Pe de altă parte, există elemente de circuit care furnizează energie electrică, fie primind-o din exterior sub o altă formă (lumină în cazul fotoelementelor, mecanică în cazul generatoarelor hidrocentralelor, etc), fie avînd-o stocată sub o formă diferită (chimică în cazul elementelor galvanice). După cum se poate observa în Fig. 1.6,

**Într-un generator de energie electrică, curentul curge de la borna cu potențial coborât la borna cu potențial ridicat.**

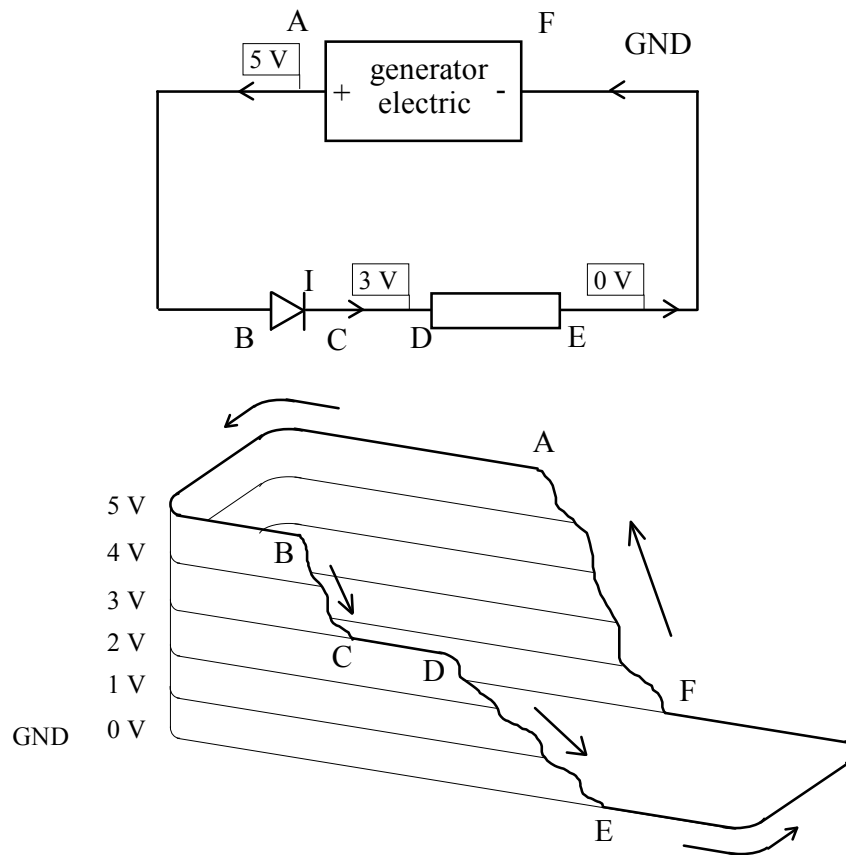


Fig. 1.6. Evoluția potențialului de-a lungul unui circuit electric.

Enunțurile anterioare, sintetizate în Fig. 1.7, pot fi memorate ușor prin analogie cu mișcarea unor corpuri în câmp gravitațional: generatorul le transportă de la înălțime mică la înălțime mare, iar ele coboară, transferând energia, prin frecare, corpurilor cu care vin în contact.

După cum vă amintiți, introducerea potențialului electrostatic a fost posibilă deoarece într-un astfel de câmp **lucrul mecanic efectuat de câmp nu depindea de drum**. Aceasta afirmație este echivalentă cu aceea că **pe orice contur închis lucrul mecanic este nul**. În circuitele electrice, orice contur închis înseamnă "orice ochi (buclă) a circuitului"; cum lucrul mecanic este proporțional cu tensiunea electrică

$$L_{AB} = qV_{AB} \quad (1.6)$$

rezultă imediat că

**pe orice ochi al circuitului, suma algebrică a variațiilor de potențial este nulă**

$$\sum_{\text{ochi}} \Delta V = 0,$$

(1.7)

așa cum se poate vedea în Fig. 1.8.

Aceasta implică parcurgerea ochiului într-un sens oarecare și considerarea ca pozitive a variațiilor care duc la creșterea potențialului și negative a celor care coboară potențialul. Relația anterioară este cunoscută ca a doua lege a lui Kirchhoff sau legea tensiunilor. Astfel, pe circuitul din Fig. 1.6, parcurgând circuitul în sensul ABCDEFA avem

$$-2 - 3 + 5 = 0$$

iar parcurgându-l în sens invers, AFEDCBA ajungem la relația echivalentă

$$-5 + 3 + 2 = 0.$$

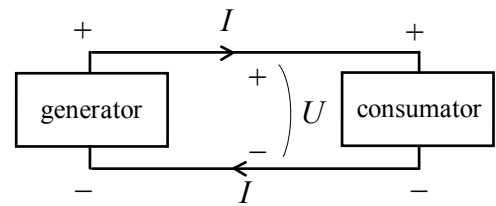
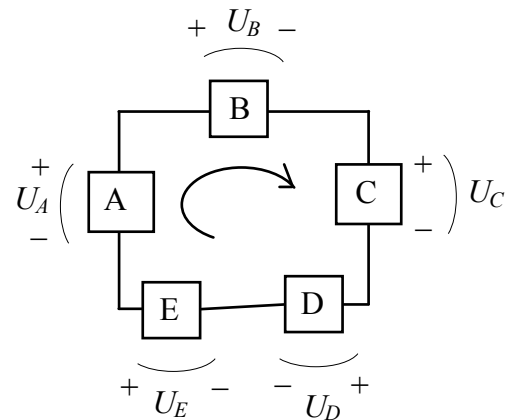


Fig. 1.7. Identificarea generatoarelor și consumatoarelor de energie electrică.



$$U_A - U_B - U_C - U_D + U_E = 0$$

suma algebrică a variațiilor de potențial este nulă

Fig. 1.8. Legea tensiunilor.

### D. Legea lui Ohm; rezistoare

Un element de circuit cu două borne de acces se numește **dipol**. Conform cu cele discutate anterior, intensitățile la cele două borne trebuie să fie egale (Fig. 1.9). În plus, mai avem pentru descrierea stării sale electrice **tensiunea la bornele sale**. Vom adopta o convenție care este naturală pentru dipolii consumatori de energie: curentul intră în dipol pe la borna cu potențial ridicat. Cu acestea, comportarea dipolului **în regim de curent continuu** este complet descrisă de relația funcțională  $I = f(U)$ , numită **caracteristică statică a dipolului**.

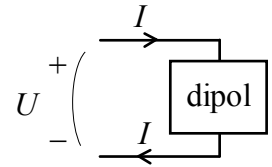


Fig. 1.9. Dipol.

Pentru conductoarele reale confecționate din metale sau multe alte tipuri de materiale, relația funcțională este una de proporționalitate

$$I = \frac{1}{R}U, \tag{1.8}$$

cunoscută ca legea lui Ohm. **Constanta R** caracterizează conductorul respectiv și poartă numele de **rezistență electrică**. Deși multe materiale o respectă, relația de mai sus nu este altceva decât **o relație de material**. Nu toți dipolii respectă, deci, legea lui Ohm, "dacă legea lui Ohm ar fi general valabilă, electronica n-ar mai exista"<sup>1</sup>. Elementele de circuit care respectă legea lui Ohm cu destulă acuratețe sunt numite **rezistoare** și sunt utilizate pe scară largă în circuitele electronice.

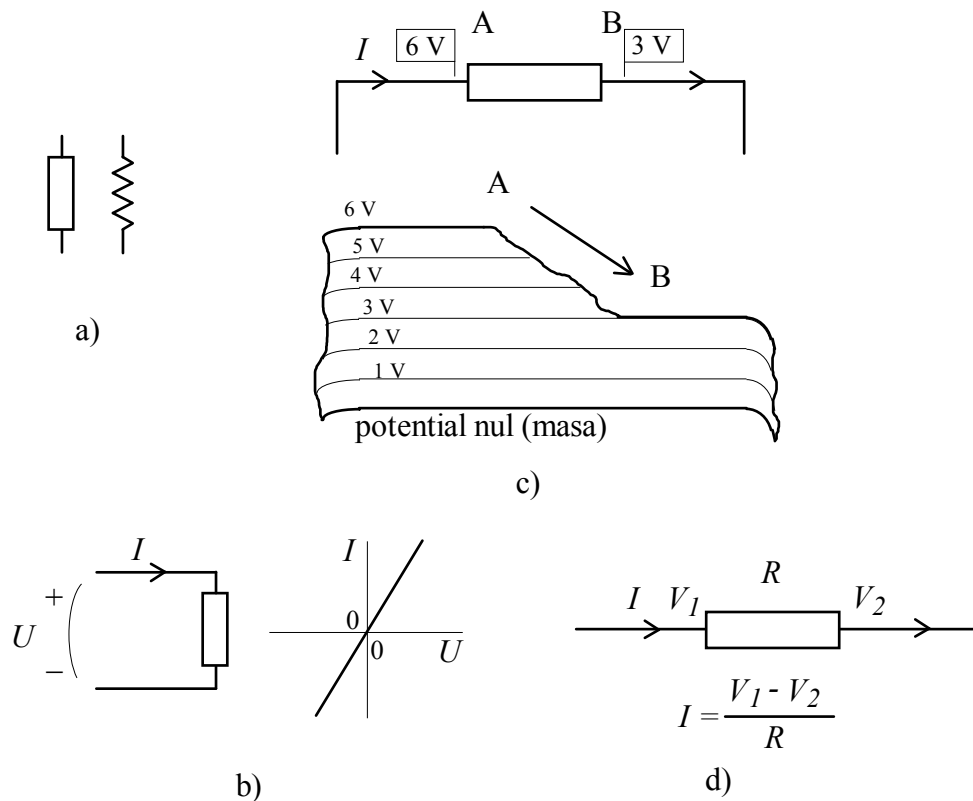


Fig. 1.10. Rezistorul: simboluri recomandate (a), caracteristica sa statică (b) și scrierea legii lui Ohm (c și d).

<sup>1</sup>Edward M. Purcell, "Electricitate și magnetism, Cursul de fizică Berkeley, vol. II", Ed. Didactică și Pedagogică, București, 1982.

Rezistorul ideal respectă cu exactitate legea lui Ohm. Simbolurile recomandate pentru el sunt cele din Fig. 1.10 a). Caracteristica sa statică este o linie dreaptă (desenul b al figurii) și, din acest motiv, el este un dispozitiv de circuit **liniar**. Dacă în relația (1.8) schimbați simultan semnele intensității și tensiunii, relația continuă să rămână valabilă. Aceasta înseamnă că, de fapt, puteți inversa rezistorul la borne fără ca restul circuitului să sesizeze modificarea: rezistorul este un dispozitiv **simetric**. În aplicarea legii lui Ohm trebuie să acordați întodeauna atenție convenției de sensuri: dacă ați stabilit sensul curentului, atunci relația trebuie scrisă

$$I = \frac{V_{amonte} - V_{aval}}{R} \quad (1.9)$$

așa cum este exemplificat în desenele c) și d) ale figurii.

Chiar atunci când sunt fabricate în condiții foarte bine controlate, rezistoarele au valoarea împrăștiată statistic; astfel producătorii de dispozitive electronice oferă rezistoare în mai multe game de toleranță. Cele mai puțin precise au o toleranță de +/- 20 % în jurul **valorii nominale** (valoarea marcată pe rezistor). Cu această toleranță, valorile nominale standardizate pentru o decadă de valori sunt cele din seria E6, prezentată în Fig. 1.10 e). Se observă că aceste valori sunt aproximativ echidistante pe scara logaritmică; cu linie subțire au fost trasate intervalele de toleranță pentru fiecare din valori. Pentru celelalte decade, valorile nominale se înmulțesc cu puteri ale lui 10, ca de exemplu 33 Ω, 330 Ω, 3.3 k Ω, ...etc.

Seria E12, prezentată și ea în figură, este utilizată pentru valorile nominale în cazul rezistoarelor cu toleranța +/- 10 % iar pentru toleranța de +/- 5% valorile sunt cele din Tabelul 1.1 (seria E24). Aceste serii se găsesc și în Anexa 1 și întodeauna când veți rezolva probleme va trebui să le folosiți la alegerea valorilor rezistoarelor, ținând seama de precizia necesară.

Tabelul 1.1. Seria de valori E24 (+/- 5%)

1.00	1.10	1.20	1.30	1.50	1.60
1.80	2.0	2.2	2.4	2.7	3.0
3.30	3.60	3.90	4.30	4.70	5.1
5.6	6.2	6.8	7.6	8.2	9.1

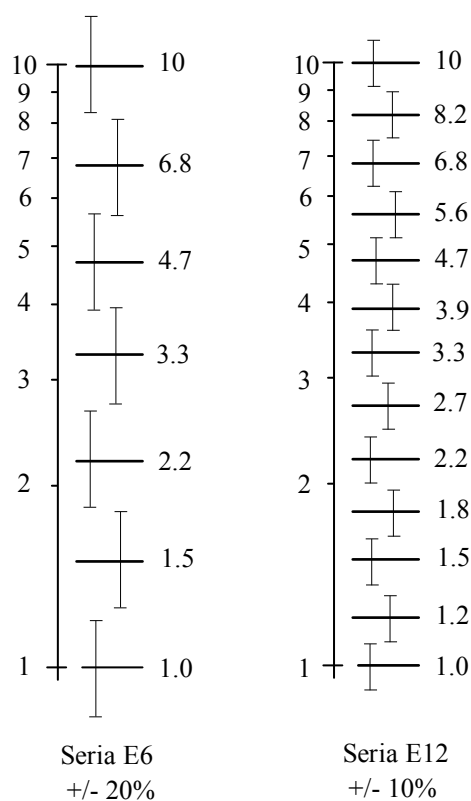


Fig. 1.10.e) Serii de valori standardizate E6 (+/- 20%) și E12 (+/- 10%).

## E. Analiza circuitelor

Cele două legi ale lui Kirchhoff, împreună cu caracteristicile statice ale elementelor de circuit, furnizează întodeauna numărul necesar de ecuații din care rezultă starea de curent continuu a circuitului, numită și punct static de funcționare. Această operație este numită **analiza circuitului**. Cu toate acestea, în analiza circuitelor efectuată "manual" legea a II este rar utilizată în forma "suma algebrică a variațiilor de potențial este nulă pe orice ochi al circuitului" deoarece, în primul rând, conductorul de masă nu mai conectează explicit pe scheme diversele elemente de circuit și, din acest motiv, ochiurile de circuit nu mai sunt

evidente. În al doilea rând, în multe cazuri, scrierea legii tensiunilor pe întregul ochi complică problema măbind inutil numărul de ecuații. Chiar în cazul efectuării automate a analizei, de către calculator, metoda preferată este, de obicei, aceea a potențialelor nodurilor.

De exemplu, va trebui să calculați frecvent potențialul unui nod al unui circuit cunoscând potențialele altora și anumite tensiuni; în această situație legea a II a lui Kirchhoff este o alegere proastă pentru că vă obligă să parcurgeți un întreg ochi de circuit și să **introduceți necunoscute suplimentare**. Atunci va trebui să vă aduceți aminte că variația totală de potențial între două puncte nu depinde de drumul ales și să porniți de la un nod cu potențial cunoscut, mergând pe ramuri de circuit cu tensiuni cunoscute, ca în exemplul din Fig. 1.11, unde va trebui să calculăm potențialele nodurilor C și E, folosind informațiile existente pe schemă.

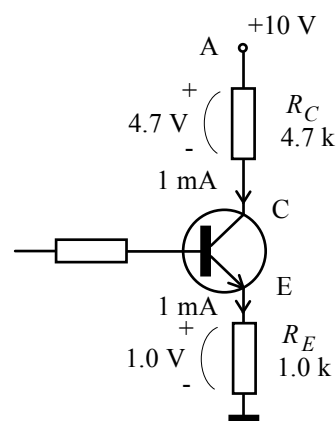


Fig. 1.11. Circuit cu tranzistor.

În această figură apare un simbol care vă este, poate, necunoscut, tranzistorul bipolar, dar aveți suficiente informații ca să rezolvați problema propusă fără să știți modul în care funcționează tranzistorul (adică relațiile între curenții și tensiunile la bornele sale).

Nodul A are potențialul de +10 V, cunoaștem curentul prin rezistența  $R_C$  și valoarea acestei rezistențe; trebuie să calculăm potențialul nodului C. Cum rezistența este un consumator, curentul circulă prin ea "de la + la -" adică de la potențial ridicat la potențial coborât. Pornim de la nodul A și avem imediat potențialul nodului C

$$V_C = V_A - 4.7 \text{ V} = 10 \text{ V} - 4.7 \text{ V} = 5.3 \text{ V}.$$

Pentru potențialul nodului E pornim de la nodul de masă și avem

$$V_E = 0 + 1 \text{ V} = 1 \text{ V}.$$

Cînd vom fi interesați de valoarea tensiunii între nodurile C și E, nu trebuie decît să scădem potențialele

$$V_{CE} = V_C - V_E = 4.3 \text{ V};$$

știm însă, în plus, **un lucru care nu depinde de convenția de definiție a tensiunii: potențialul nodului C este mai ridicat decît al nodului E.**

Dacă doriți să vă complicați și să creșteți șansele de a greși la calcul, vă sfătuim să utilizați legea a II a lui Kirchhoff, așa cum ați învățat-o în liceu. Mai întîi va trebui să presupuneți că între nodul A și masă este legat un "generator cu tensiunea electromotoare  $E = 10 \text{ V}$ ". Am spus să presupuneți pentru că nu aceasta este situația reală, în circuit între nodul A și masă fiind legat cu totul altceva. Apoi, să definiți tensiunea între C și E, **cu o anumită convenție**; să zicem că ați ales să fie pozitivă dacă  $V_C > V_E$ . Veți ajunge, după oarecare trudă cu regulile mnemotehnice învățate, la ecuația

$$E = 4.7 \text{ V} + V_{CE} + 1.0 \text{ V}$$

care nu vă va rezolva imediat problema : cît este potențialul nodului C (față de masă) ?

Alteori, nodul al cărui potențial trebuie să-l calculați este legat **numai prin rezistoare** de noduri cu potențiale cunoscute, ca în Fig. 1.12 a).



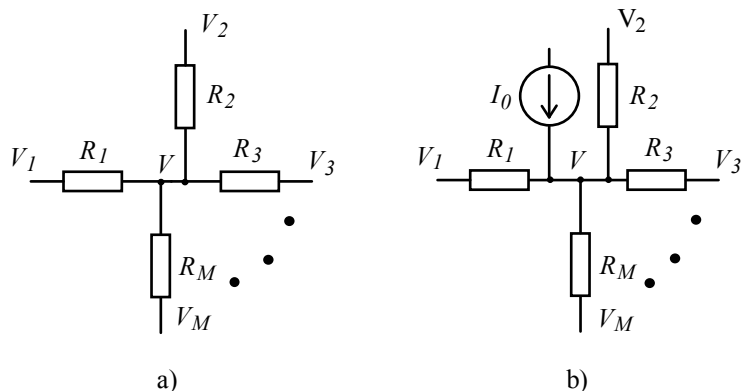


Fig. 1.12. Exemple de moduri în care poate fi legat un nod de circuit.

Dacă scrieți că suma algebrică a curenților la nodul de potențial  $V$  este nulă, exprimați curenții prin legea lui Ohm și rearanjați puțin ecuația, obțineți că

$$V = \frac{\sum_{k=1}^M \frac{V_k}{R_k}}{\sum_{k=1}^M \frac{1}{R_k}} \quad (1.10)$$

relație pe care merită să o țineți minte, pentru că **leagă direct potențialele nodurilor**. Teorema pe care tocmai ați demonstrat-o se numește **teorema Milman** și este frecvent utilizată în electronică. Din relația (1.10) se poate arăta imediat că potențialul  $V$  al nodului de care ne ocupăm este cuprins întodeauna între valorile minimă și maximă ale potențialelor  $V_k$ . Veți descoperi într-una din problemele de la sfârșitul capitolului că această proprietate se păstrează și dacă rezistoarele sunt înlocuite cu alte dispozitive, **nelineare**, cu condiția ca acestea să fie consumatoare de energie. Din aceeași relație se poate vedea de asemenea că, dacă una dintre rezistențe, să zicem  $R_3$ , tinde la zero, atunci potențialul  $V$  este tras către potențialul nodului respectiv ( $V_3$  în exemplul nostru).

S-ar putea ca una din ramurile care sunt legate la nod să nu fie rezistivă dar să cunoașteți curenții prin ea, ca în desenul b) al Fig. 1.12. Legea curenților și legea lui Ohm vă conduc imediat la relația

$$I_0 + \sum_{k=1}^M \frac{V_k - V}{R_k} = I_0 + \sum_{k=1}^M \frac{V_k}{R_k} - V \sum_{k=1}^M \frac{1}{R_k} = 0 \quad (1.11)$$

din care se obține ușor potențialul necunoscut  $V$ .

## F. Măsurarea intensităților de regim continuu

Așa cum am spus, intensitatea curentului se definește într-un punct dar rămâne aceeași de-a lungul unui circuit neramificat. Pentru măsurarea sa, **conductorul trebuie secționat** într-un anumit punct, ca în Fig. 1.13 a), și trebuie introdus în circuit un aparat de măsură numit **ampermetru** (desenul b). Bornele sale **nu sunt echivalente**, fiind marcate cu semnele + și -, ținând seama că el este un consumator de energie,

**curentul intră în ampermetru pe la borna marcată cu +.**

Ampermetrul "clasic" măsoară intensitatea prin deflexia unui ac indicator, deflexie datorată forțelor de interacție dintre un magnet permanent și o bobină mobilă parcursă de curentul pe care îl măsurăm. Este un instrument **analogic** deoarece poziția acului este o funcție continuă care poate lua orice valoare dintr-un anumit interval cuprins între zero și **capătul de scală**.

Aparatele disponibile au mai multe scale de sensibilitate, selectabile cu un comutator rotativ, ca în Fig. 1.14. Pentru măsurarea curenților și a tensiunilor, poziția comutatorului arată întodeauna **valoarea corespunzătoare capătului de scală**

, 10 mA în exemplul din figură. Scala este gradată, însă, într-un număr convenabil de diviziuni, 100 în exemplul nostru, așa că valoarea măsurată se calculează cu regula de trei simplă. Noi vă sfătuim să calculați, mai întâi cât reprezintă o diviziune pe scala respectivă și să înmulțiți valoarea citită cu această constantă: 65 diviziuni x 0.1 mA/diviziune= 6.5 mA.

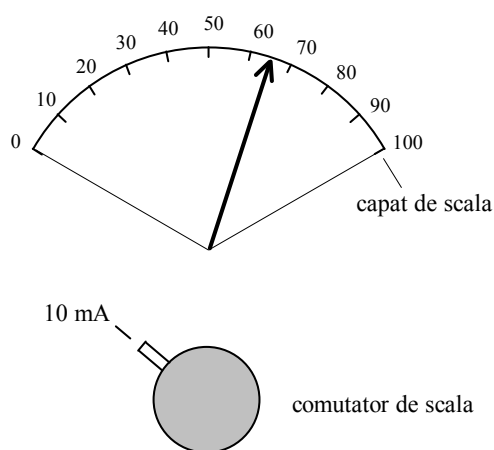


Fig. 1.14. Scala și comutatorul de scală ale unui miliampmetru "clasic".

aparaturii, rezistența dintre noduri va crește, devenind  $R + R_a$ . Intensitatea citită se apropie de cea existentă inițial numai dacă

$$R_a \ll R \tag{1.12}$$

adică **rezistența ampermetrului este mult mai mică decât aceea a porțiunii de circuit neramificat unde se măsoară intensitatea**. Mai mult, în această situație putem estima și eroarea relativă, ea fiind de ordinul  $R_a/R$ : cu  $R_a = R/10$  ne așteptăm la o eroare de 10 % dar cu  $R_a = R/100$  eroarea scade la 1 %. Există, însă, situații când nu ne interesează decât intensitatea curentului **cu ampermetrul montat**. În aceste situații, nu mai vorbim despre o eroare de măsură datorată rezistenței sale interne.

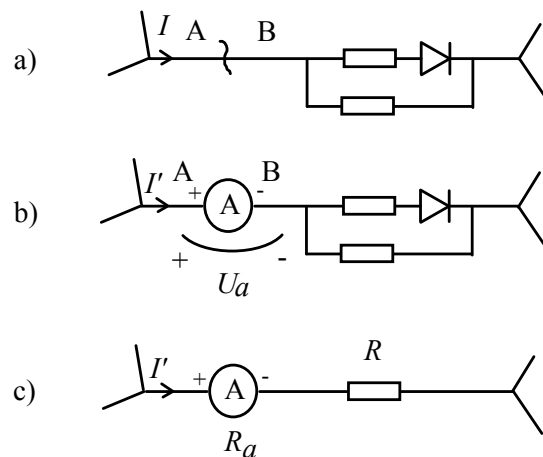


Fig. 1.13. Conectarea ampermetrului în circuit.

Cele mai sensibile ampermetre clasice au capătul de scală la câteva zeci de  $\mu A$ , uzual la  $50 \mu A$  și, din acest motiv se numesc **microamperemetre** (uneori "instrumente"). Pentru a putea măsura asemenea intensități mici, bobina trebuie să fie ușoară și, deci, sîrma bobinajului să fie subțire. Astfel, rezistența internă a microamperemetrului nu poate fi redusă prea mult, ea fiind de  $600 \Omega - 2 \text{ k}\Omega$ . Vom considera, pentru fixarea ideilor, că ea are o rezistență "tipică" de  $2 \text{ k}\Omega$ . Rezultă că, pentru ca microampermetrul să ne arate că prin circuit trece curentul de  $50 \mu A$ , între bornele sale va trebui să existe o tensiune de 100 mV ! Or, înainte de introducerea sa, tensiunea între punctele A și B era nulă, întreaga funcționare a circuitului a fost perturbată și ceea ce măsurăm **nu este intensitatea curentului care trecea înainte de conectarea aparatului**. Acest lucru poate fi înțeles mai ușor pentru cazul particular din Fig. 1.13 c), unde între cele două noduri avem un rezistor de rezistență  $R$ . După legarea

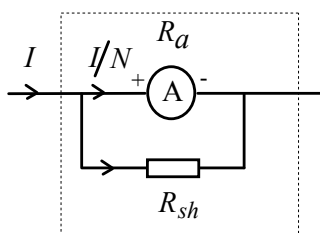


Fig. 1.15. Montarea rezistenței de shunt.

Cînd dorim să măsurăm intensități de  $N$  ori mai mari decît cei  $50 \mu\text{A}$  ai instrumentului, soluția este ca  $(N-1)/N$  din curent să fie deviat printr-un rezistor numit **shunt** și numai  $1/N$  din curent să treacă prin instrument, ca în Fig. 1.15. Rezultă imediat rezistența de shunt  $R_{sh} = R_a/(N-1)$  și noua rezistență a aparatului de măsură

$$\boxed{R'_a = R_a/N} \quad (1.13)$$

Rezistența ampermetrului a scăzut exact cu factorul cu care a fost desensibilizat. Nu trebuie să ne amăgim, însă: pentru ca acul să ajungă la capătul de scală, la bornele aparatului trebuie să avem aceeași tensiune de  $100 \text{ mV}$  ! Ea este o măsură a perturbației introdusă de ampermetru **independentă de mărimea curentului** pe care trebuie să-l măsurăm.

Chiar dacă relația (1.12) este îndeplinită, precizia măsurării rămîne limitată de **modul de afișare a rezultatului**. Într-adevăr, pe o scală de dimensiunea a  $10 \text{ cm}$  putem, în cel mai bun caz, efectua citiri cu precizia de  $1$  la sută. Dacă avem ghinionul ca poziția acului să fie în prima treime, imprecizia relativă ajunge la  $3 \%$ ; din acest motiv această situație trebuie evitată prin trecerea aparatului pe o scară mai sensibilă. La aparatele profesionale, secvența în care merg capetele de scală este  $1, 3, 10, 30, \text{ș.a.m.d.}$ , tocmai pentru a evita această situație.

Aparatele de măsură moderne sunt **electronice** și cu **afișaj digital**. Curentul măsurat nu mai este utilizat pentru a deplasa corpuri ci informația sa este prelucrată electronic, prin **amplificare**. Deși primele aparate de măsură electronice utilizau tot un sistem de afișaj analogic cu ac indicator, datorită preciziei limitate de citire a poziției acului ele au fost înlocuite complet de cele cu afișare **digitală (numerică)**. Dacă aparatul este unul cu  $2000$  de puncte se pot afișa numere între  $0000$  și  $2000$ ; **ultima cifra poate fi afectată de o eroare egala cu o unitate** și precizia relativă de citire este la capătul de scală  $0.05 \%$ , de  $20$  de ori mai bună decît la afișarea analogică. Un astfel de aparat se mai numește cu "trei cifre și  $1/4$ ", deoarece cifra cea mai semnificativă nu acoperă decît aproximativ un sfert din domeniul posibil ( $0.9$ ).

Ampermetrele electronice cu afișaj digital pot măsura, deci, cu precizie relativă mult mai bună decît cele clasice. Cu toate acestea, **ele nu oferă o rezistență internă mult mai mică decît cele clasice**, deoarece, în general, ele măsoară (electronic) căderea de tensiune pe un rezistor prin care curentul de măsurat este obligat să treacă. De exemplu, pentru scala de  $200.0 \mu\text{A}$  (rezoluție  $0.1 \mu\text{A}$ ), un asemenea aparat măsoară căderea de tensiune pe un domeniu de  $200.0 \text{ mV}$ ; rezultă, de aici, că rezistența microampermetrului este de  $1 \text{ k}\Omega$ , numai de două ori mai mică decît a microampermetrului clasic.

Chiar dacă ampermetrele electronice pot fi parcurse de curent în ambele sensuri, ele afișînd și **semnul**, bornele lor trebuie să fie marcate în continuare cu  $+$  și  $-$ , în absența acestei convenții informația  $-10 \text{ mA}$  neavînd nici un sens logic.

## G. Măsurarea tensiunilor continue

Tensiunea electrică se definește întodeauna între două puncte. Chiar dacă, pentru comoditate, vorbim uneori despre "tensiunea unui punct", înțelegem că este vorba despre **tensiunea față de masă** a aceluia punct. Aparatul care măsoară tensiuni electrice, numit **voltmetru**, trebuie legat, deci, între aceste puncte, ca în Fig.1.16 b).

Voltmetrul "clasic" măsoară tensiunea **indirect**: el conectează între punctele respective o rezistență cunoscută, măsoară **intensitatea** curentului prin acea rezistență și, utilizînd legea lui Ohm, ne anunță victorios că "tensiunea între bornele voltmetrului este de...". Așa se face că cel mai sensibil voltmetru clasic, numit

**milivoltmetru**, este tocmai microampermetrul (instrumentul), care măsoară la capăt de scală  $50 \mu\text{A}$  și are o rezistență de  $2 \text{ k}\Omega$ ; nu mai trebuie decât să desenăm o altă scală pe care să scrie la capăt  $100 \text{ mV}$  !

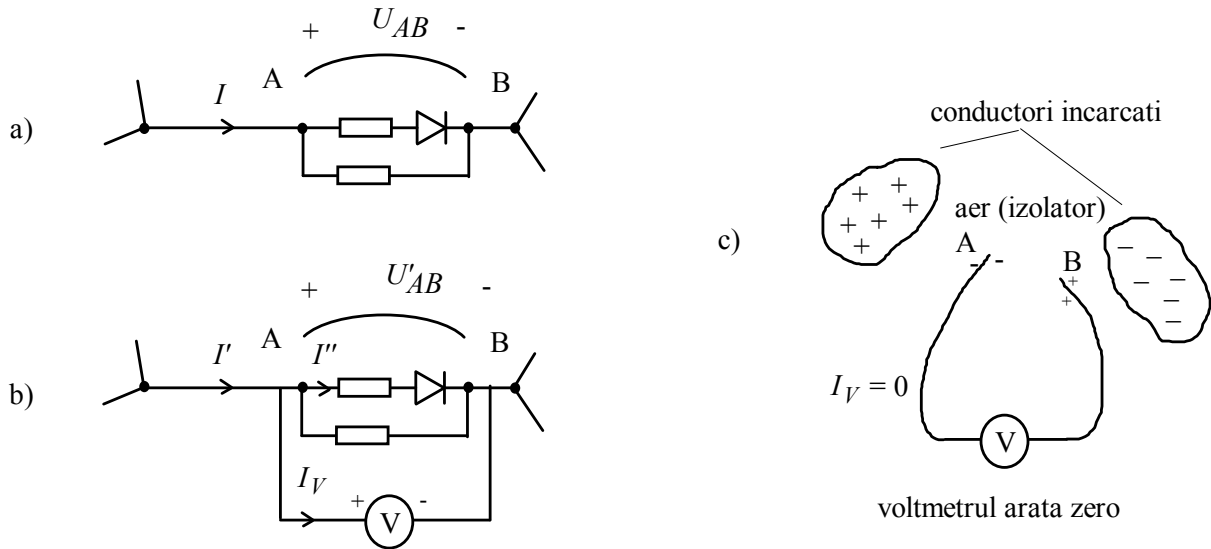


Fig. 1.16. Legarea voltmetrului într-un circuit electric (desenele a și b); în câmp electrostatic firele de măsură ale voltmetrului forțează la zero tensiunea între punctele A și B.

Ceea ce am scris în paragraful precedent poate fi citit însă și altfel: pentru a putea măsura o tensiune de  $100 \text{ mV}$ , milivoltmetrul nostru trebuie să "extragă" din circuitul pe care îl măsoară un curent de  $50 \mu\text{A}$ . Din acest motiv, cu el nu putem măsura tensiuni într-un câmp electrostatic într-o regiune unde nu există curenți electrici, așa cum se vede în Fig. 1.16 c); mai mult, sarcinile mobile din conductoarele legate la voltmetru se deplasează puțin sub influența câmpului electrostatic și **egalează potențialele punctelor între care doream să măsurăm tensiunea**. Chiar în circuitele electronice parcurse de curenți, cei câțiva microamperi ceruți de milivoltmetru pot reprezenta o perturbație care să afecteze funcționarea circuitului: la conectarea milivoltmetrului în baza tranzistorului din Fig. 1.17 punctul său de funcționare se modifică într-atît încît circuitul încetează să mai funcționeze ca amplificator.

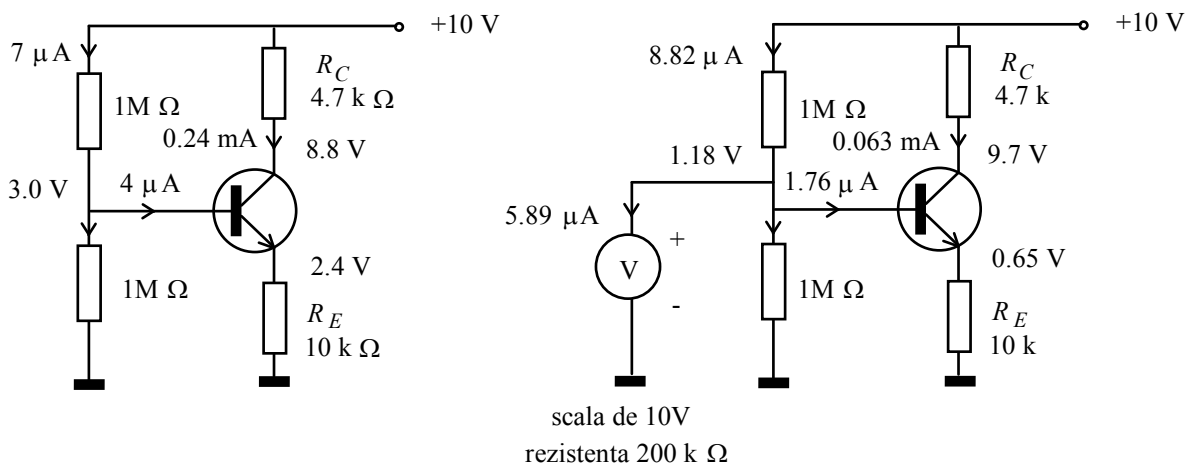


Fig. 1.17. Conectarea voltmetrului în baza unui tranzistor îi poate modifica puternic punctul de funcționare, scoțînd amplificatorul din funcțiune.

Dacă între punctele între care măsurăm tensiunea există o rezistență de valoare  $R$ , iar rezistența voltmetrului verifică relația

$$R_v \gg R, \quad (1.14)$$

atunci perturbația introdusă de voltmetru poate fi neglijată. Prin rezistența  $R$  trebuie înțeleasă **rezistența echivalentă** dintre aceste puncte; conceptul de rezistență echivalentă va fi clarificat în capitolul următor, aici este suficient să știm că aceasta este todeauna mai mică sau egală cu cea conectată direct între punctele de măsură, datorită celorlalte drumuri posibile prin circuit, care apar în paralel.

În practică, dacă  $R_v \geq 10R$  putem conta pe o precizie de măsurare de 10 %; în cazul în care  $R_v \geq 100R$ , precizia ajunge la 1 %. Ca și la măsurarea intensității, perturbația produsă constituie o eroare numai dacă ne interesează valoarea tensiunii **înainte de conectare aparatului de măsură**, dacă nu dorim să știm decât valoarea tensiunii cu voltmetrul conectat nu mai avem despre ce eroare să vorbim.

Atunci când tensiunea de măsurat are valori de  $N$  ori mai mari decât cele cuprinse pe scala milivoltmetrului nostru, soluția este intercalarea în serie cu el a unei **rezistențe adiționale**, astfel încât pe instrument să cadă numai a  $N$ -a parte din tensiunea de măsurat (Fig. 1.18). Rezistența adițională trebuie să aibă, deci, valoarea,  $(N - 1)R_v$ , iar rezistența "noului" aparat este

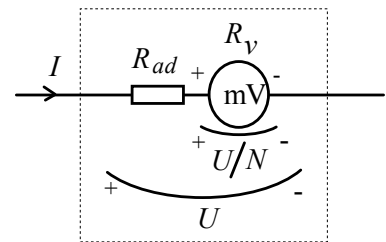


Fig. 1.18. Montarea rezistenței adiționale.

$$R'_v = NR_v, \quad (1.15)$$

multiplicată cu același factor cu care a fost multiplicat capătul de scală. Din acest motiv, indiferent de noua valoare  $V_{\max}$  a capătului de scală obținută, raportul  $R_{\text{aparat}}/V_{\max}$  rămâne constant și **caracterizează aparatul**. Astfel, în exemplul nostru instrumentul măsoară la capătul de scală 100 mV și 50  $\mu\text{A}$ , având rezistența de 2 k $\Omega$ , fiind caracterizat de raportul 20 k $\Omega/\text{V}$ ; acest raport ne permite să calculăm imediat rezistența pe orice scală, de exemplu pe scala de 30 V aparatul va avea o rezistență de 600 k $\Omega$ .

*Arătați că raportul  $R_{\text{aparat}}/V_{\max}$  ce caracterizează voltmetrul este inversul valorii  $I_{\max}$  de capăt scală a instrumentului propriu-zis (50  $\mu\text{A}$  în exemplul nostru) independent de valoarea rezistenței instrumentului.*

Pe măsură ce desensibilizăm voltmetrul, rezistența sa crește apropiindu-se de un voltmetru ideal. Cu toate acestea, **indiferent de scala utilizată, pentru o deviație completă (capăt de scală) aparatul va cere să primească același curent de  $50 \mu\text{A}$**  ! Această valoare de curent reprezintă o caracteristică a modului în care el va perturba circuitul, indiferent de mărimea tensiunii măsurate.

Microampermetrul (instrumentul), împreună cu rezistențele de shunt care îi modifică sensibilitatea ca ampermetru și cu rezistențele adiționale care îl fac să funcționeze ca voltmetru cu diferite sensibilități, formează un aparat complex, căruia i se mai adaugă, de regulă, și funcția de ohmetru. El se numește, atunci, avohmetru sau aparat universal de măsură sau multimetru (volt-ohm-meter, prescurtat VOM, în limba engleză).

Pentru funcționarea ca **ohmetru**, marcarea scalelor și citirea valorilor se face complet diferit: indiferent de sensibilitate, scala de ohmetru are zero la unul din capete și **infini**t la celălalt capăt. Din acest motiv, la pozițiile comutatorului nu se mai trece valoarea corespunzătoare capătului de scală ci un factor cu care trebuie multiplicat numărul citit. Pentru evitarea confuziilor, înaintea factorului este scris întodeauna semnul operației de înmulțire ( $\times$ ,  $\cdot$ , sau  $*$ ), așa cum se vede în Fig. 1.19, unde ohmetrul ne spune ca avem o rezistență de  $100 \text{ k}\Omega$ .

Ca și la ampermetre, voltmetrele electronice cu afișaj digital permit citirea rezultatului cu o precizie mult mai bună decât cele clasice. Dar, spre deosebire de cazul ampermetrelor, voltmetrele electronice aduc îmbunătățiri semnificative în ceea ce privește **rezistența internă**.

În primul rând, **voltmetrele electronice au aceeași rezistență pe oricare scală de sensibilitate**, nemaifiind nevoie să recalculăm rezistența internă ori de câte ori schimbăm scala. Dar, ceea ce este mai important, **această rezistență este foarte mare în comparație cu aceea a voltmetrelor clasice**. Dacă un voltmetru clasic avea  $2 \text{ k}\Omega$  pe scala de  $100 \text{ mV}$  și abia ajungea la  $2 \text{ M}\Omega$  pe scala de  $100 \text{ V}$ , un voltmetru electronic are o rezistență tipică de  $10 \text{ M}\Omega$  pe toate scalele. Modificarea cea mai spectaculoasă se produce pe scala cea mai sensibilă ( $100 \text{ mV}$  cap de scală) unde rezistența voltmetrului electronic este de cinci mii de ori mai mare; dacă cel clasic cerea întodeauna curenți de ordinul  $50 \mu\text{A}$ , voltmetrul electronic are nevoie, pe această scală, de numai  $10 \text{ nA}$  !

## H. Măsurarea curenților și tensiunilor alternative (regim sinusoidal)

Dacă un circuit conținând numai elemente liniare (rezistoare, condensatoare, inductanțe, etc.) este excitat sinusoidal, atunci, **după stingerea regimului tranzitoriu toate potențialele și toți curenții evoluează sinusoidal cu frecvența de excitație**. Ceea ce diferă sunt numai amplitudinile și fazele acestor mărimi. Exemplul tipic îl constituie circuitele alimentate direct sau prin transformatoare de la rețeaua de distribuție a energiei electrice. Această rețea furnizează între cele două borne o tensiune care evoluează sinusoidal în timp, cu frecvența de  $50 \text{ Hz}$  (perioada de  $20 \text{ ms}$ ), între  $-311 \text{ V}$  și  $+311 \text{ V}$ ;  **$311 \text{ V}$  este, deci, amplitudinea tensiunii sinusoidale a rețelei**.

În electronică trebuie să fim prudenți cu noțiunea de amplitudine pentru că ea este utilizată într-un sens mai general decât în fizică. Astfel, pentru tensiunea rețelei,  $311$  este **valoarea de vîrf (de pic, din englezescul peak)** dar, cum vom vedea imediat, de multe ori este mai comod de măsurat **amplitudinea vîrf la vîrf**, care în cazul rețelei este de  $622 \text{ V}_{pp}$  (pentru a evita orice confuzie este bine să adăugați indicele inferior "pp" sau "vv" la unitatea de măsură).

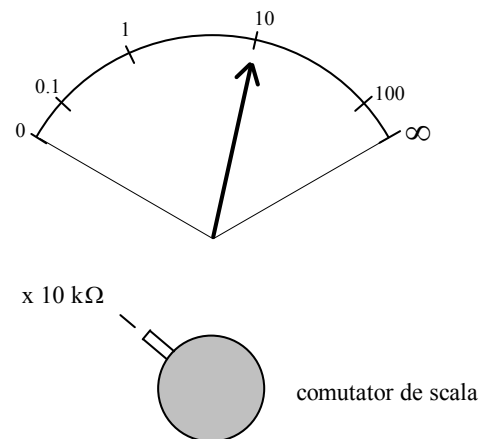


Fig. 1.19. Scala și comutatorul de scală la un ohmetru clasic.

După cum știți, puterea instantanee comunicată unui rezistor, prin efect Joule, este

$$P(t) = U^2(t)/R = I^2(t)R \quad (1.16)$$

adică depinde de **pătratul** valorii instantanee a curentului sau tensiunii. Curentul și tensiunea modificându-se periodic, este interesant să știm puterea medie pe o perioadă, aceasta fiind practic egală cu puterea medie calculată pe un interval de timp mult mai mare decât o perioadă. Conform ecuației precedente, puterea medie va depinde de media pătratului tensiunii sau curentului. Este, însă, mai comod, să se lucreze cu niște mărimi echivalente, care sunt cele efective sau eficace

$$\langle P(t) \rangle = \langle U^2(t) \rangle / R = U_{ef}^2(t) / R \quad (1.17)$$

definite ca **radical din media pătratului** mărimii respective

$$U_{ef} = \sqrt{\langle U^2(t) \rangle}; \quad (1.18)$$

în limba engleză această operație este notată prescurtat **RMS (Root Mean Square)** iar valorile respective se numesc "valori RMS"); este bine să adăugați indicele inferior "ef" sau "RMS" la unitatea de măsură.

Pentru o dependență sinusoidală, operația de radical din media pătratului produce valoarea  $amplitudinea/\sqrt{2} = 0.707 \cdot amplitudinea$ ; rețeaua de alimentare are tensiunea efectivă de 220 V. Trebuie reținut, însă, că **aceasta este valabil numai pentru o dependență sinusoidală**. De exemplu, pentru forma de undă din Fig. 1.19 b, tensiunea efectivă nu este  $0.707 \cdot amplitudinea$  ci este egală chiar cu amplitudinea.

Atît aparatele de măsură clasice cît și cele electronice pot măsura și tensiuni și curenți sinusoidali (pentru aceste funcții se efectuează o redresare cu diode). Pentru comoditatea utilizatorului, **ele afișează valoarea efectivă**, dar nu o măsoară, de fapt, de-adevăratelea, conform definiției (1.18). Ce măsoară, ele de fapt? Ele măsoară **amplitudinea** (sau ceva proporțional cu aceasta, media valorii absolute), aplică un factor de corecție adecvat și ne comunică "valoarea efectivă". Aceasta funcționează **numai pentru forme de undă sinusoidale**. Dacă ați măsura tensiunea formei de undă din Fig. 1.20 b), aparatul va spune că tensiunea efectivă este 0.707 V, cînd de fapt, valoarea efectivă adevărată este de 1 V. Pentru măsurarea tensiunilor efective ale formelor de undă care nu sunt sinusoidale se utilizează aparate de măsură care chiar măsoară valoarea efectivă, efectuînd radicalul din media pătratului; ele se numesc aparate de **valoarea efectivă adevărată (true RMS)** și pot realiza acest lucru, de exemplu, prin măsurarea puterii disipate pe o rezistență etalon.

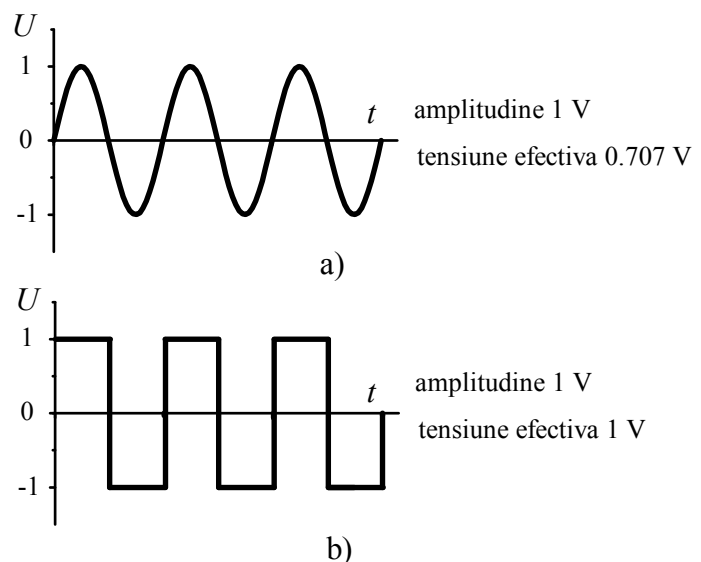


Fig. 1.20. Amplitudinea și valoarea efectivă pentru două forme de undă: sinusoidală (a) și una rectangulară (b).

## I. Măsurarea curenților și tensiunilor alternative de formă oarecare

Deși foarte important, regimul sinusoidal nu este utilizat în practică **decît la transmiterea energiei electrice și testarea în laborator** a unor anumite circuite; **imensa majoritate a formelor de undă** produse, amplificate și măsurate **în electronică nu sunt sinusoidale**. Ajunge să vă gîndiți la evoluția tensiunii pe difuzorul cu care ascultați muzica, ea nu este sinusoidală, sinusoidal (pe durată scurtă) este semnalul cu care radiodifuziunea punctează secunde atunci cînd transmite ora exactă; nu credem că ați dori să-l ascultați mai mult de cîteva fracțiuni de secundă.

În cazul semnalelor nesinusoidale, informația este codificată în întreaga evoluție a lor, nereducîndu-se la trei numere reale (frecvență, amplitudine și fază) ca în cazul celor sinusoidale. Din acest motiv, **este esențială vizualizarea formei lor de undă**. Pentru tensiunile care variază în timp, acest lucru poate fi realizat cu un aparat numit **osciloscop** (prescurtat uneori **scope** în limba engleză). El este, esențialmente, un **voltmetru**, lucru arătat, de altfel, și de rezistența sa de intrare, care are valoarea tipică de  $1\text{ M}\Omega$ . Afișarea este efectuată de către un punct luminos (**spot**, din limba engleză) care traversează (**baleiază**, din limba franceză) ecranul de la stînga la dreapta, se stinge și apoi se deplasează rapid în stînga ecranului pentru o nouă cursă. Linia luminoasă lăsată de trecerea spotului este numită, uneori, **trasă** (din limba franceză).

Osciloscopia clasice, **analogice**, nu fac decît să afișeze forma de undă pe un ecran cu dimensiunile laturii de ordinul a 10 cm și precizia de citire nu este mai bună de cîteva procente. În schimb, osciloscopia moderne, **digitale** (eventual cuplate la calculator), memorează valorile consecutive ale semnalului, măsurate cu un voltmetru digital foarte rapid, și permit obținerea de precizii mai bune, sub 0.1 %.

Tensiunea a cărei evoluție trebuie vizualizată este afișată pe verticală (axa Y) și, de aceea, blocul care o prelucrează se numește amplificator Y iar mufa de intrare este notată cu "Y input". Osciloscopul permite vizualizarea tensiunilor foarte mici (chiar de ordinul a 1 mV) iar rezistența sa internă este mare ( $1\text{ M}\Omega$ ); în această situație el este sensibil la curenți de intrari infimi ( $1\text{ mV}/1\text{ M}\Omega = 1\text{ nA}$ ). Pentru a preîntîmpina influența perturbatoare a cîmpurilor electrice și magnetice generate de rețeaua de alimentare sau de alte aparate electrice, amplificatoarele sale sunt ecranate, iar ecranul este legat, prin cablul tip "shuko", la "nulul de protecție" adică la pămînt. Astfel, **masa osciloscopelor este legată constructiv la pămînt**, ceea ce impune o atenție deosebită la conectarea sa în circuite la care sursa de alimentare are și ea o bornă legată la pămînt. Acesta este cazul **rețelei de alimentare**, unde firul de "nul" este legat la pămînt iar cel de "fază" se află la o tensiune de  $220\text{ V}_{ef}$  față de pămînt.

De la borna de intrare pînă la circuitul care trebuie măsurat, legătura se face cu o **sondă (probe** în limba engleză) care constă într-o bucată de cablu coaxial, care continuă ecranul, și niste elemente mecanice de prindere, așa cum se poate vedea în Fig. 1.21. Intrarea poate fi legată la amplificator **în curent continuu (DC)**, permițînd vizualizarea tuturor frecvențelor între 0 Hz (nivel constant de tensiune) și o frecvență limită (tipic 30 MHz pentru osciloscopia de joasă și medie frecvență). În acest mod, dacă tensiunea nu evoluează cu o viteză prea mare, ea apare pe ecran așa cum este în realitate.

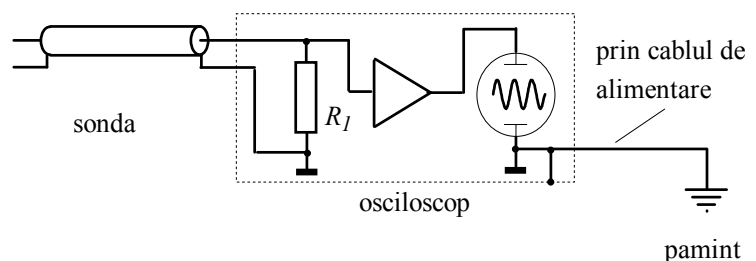


Fig. 1.21. Osciloscopul.



Pentru a ști unde este **linia de zero**, există lângă mufa de intrare un comutator care, prin trecerea lui pe poziția **ground (GND sau GD)**, pune la masă intrarea amplificatorului Y (manevra nu este periculoasă, semnalul de intrare nu este pus la masă ci decuplat de la intrarea amplificatorului). După aceasta, din butonul "Y POSITION" aducem linia într-o poziție convenabilă pe ecran (uzual la mijlocul lui) și nu uităm să trecem din nou comutatorul de la intrare pe poziția **DC**, altfel vom continua să vedem pe ecran doar linia de zero. De exemplu, în Fig. 1.22, linia de zero a fost stabilită la jumătatea ecranului de unde rezultă că tensiunea afișată are numai valori nule sau pozitive.

Scala cu care osciloscopul afișează tensiunea pe axa Y se modifică de la un comutator rotativ; pozițiile sale sunt marcate în  $V/\text{diviziune}$  sau  $mV/\text{diviziune}$ ; diviziunea este pătratul de pe ecran, întregul ecran avînd, după tipul osciloscopului, între opt și zece diviziuni. Pe exemplul din figura precedentă, tensiunea maximă corespunde la trei diviziuni.

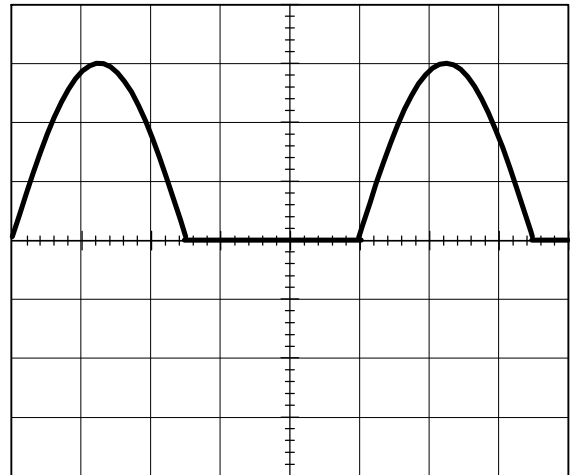


Fig. 1.22. Formă de undă pe ecranul osciloscopului.

*Atenție, în afara comutatorului rotativ mai există (pe axul lui) un potențiomtru care reglează continuu sensibilitatea pe Y; dacă acest potențiomtru nu este adus în poziția "calibrat" indicația de sensibilitate de la comutatorul rotativ nu este valabilă. Dacă vreți să și măsurați o tensiune, nu numai să vedeți forma de undă, asigurați-vă că acest potențiomtru este în poziția calibrat. Unele osciloscops vă atrag atenția cînd amplificatorul nu este calibrat, aprinzînd un becuț, cele mai multe nu o fac.*

Uneori, însă, urmărim vizualizarea **doar a unor mici variații**, care sunt "suprapuse" peste un nivel continuu (ca în Fig. 1.23) și am dori să amplificăm doar aceste variații pentru că, altfel, imaginea nu ar mai încăpea în ecran. Pentru aceasta, osciloscopul are la comutatorul intrării, pe lângă poziția **DC**, și o poziție **AC** care înseamnă cuplarea semnalului în curent alternativ; în această situație între intrare și amplificator este conectat un **condensator** care "blochează" componenta de curent continuu. Aceasta înseamnă că, **indiferent de forma de undă**, semnalul afișat va avea media zero, adică osciloscopul va "trage" întodeauna semnalul pe verticală, astfel încît aria de deasupra liniei de zero ("pozitivă") să fie egală cu cea de sub această linie ("negativă"); dacă tensiunea din Fig. 1.22, avînd frecvența de 50 Hz, este vizualizată în acest mod, forma afișată pe ecran va fi cea din Fig. 1.24.

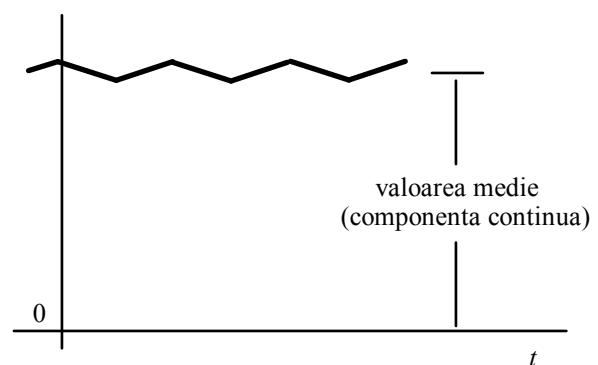


Fig. 1.23. Variații mici "suprapuse" peste o valoare medie.

Semnalele sinusoidale vor rămâne sinusoidale, dar cele de frecvență mică (sub 10 Hz) vor apărea cu atât mai mici cu cât frecvența lor va fi mai mică. Vestea cea proastă este, însă, aceea că **semnalele care nu sunt sinusoidale vor fi deformate**. De fapt, vor fi deformate acele porțiuni din ele care se încapăținează să evolueze prea lent sau să rămână constante, așa cum se poate vedea în Fig. 1.24. Din acest motiv, la semnalele periodice de frecvență mică, cuplarea în curent alternativ trebuie folosită cu prudență. Întodeuana este bine să vizualizați semnalul **mai întâi** cu un cuplaj în curent continuu.

Aproape toate osciloscopul au două canale Y (notate, de obicei, cu  $Y_A$  și  $Y_B$ ) care permit vizualizarea simultană a două tensiuni diferite. Cele două canale pot fi afișate separat câte unul, **alternat** (cele două semnale sunt afișate consecutiv la trecerile succesive ale punctului luminos de la stînga la dreapta) sau **choppat** (din **chopped** în limba engleză), cînd punctul luminos sare înainte și înapoi rapid (0.1- 1 MHz) între cele două curbe pe care le desenează.

Deplasarea punctului luminos pe axa X este controlată de blocul de amplificare X. Pentru a vizualiza evoluția **în timp** a tensiunilor, acest bloc primește un semnal în dinți de fierăstrău care comandă deplasarea punctului luminos cu viteză constantă de la stînga la dreapta și, apoi, întoarcerea rapidă la capătul din stînga. Blocul care produce semnalul în dinți de fierăstrău se numește **bază de timp**. Viteza de depl sare stabilește scala de timp a axei X, care se poate modifica de la comutatorul rotativ al bazei de timp; pozițiile sale sunt marcate în timp/diviziune. Ca și la amplificatorul pe axa X, și aici **există un potențiomtru care vă poate păcăli: dacă doriți să măsurați intervale de timp, va trebui să-l treceți în poziția "calibrat"**.

Ceea ce vedem pe ecran, la osciloscopul analogice, nu este rezultatul unei singure treceri a punctului luminos ci o mediere a unui mare număr de "desene", fiecare decupînd din semnalul original un segment de aceeași durată (dacă vizualizați, de exemplu, patru perioade ale unui semnal de 1 MHz, aveți peste 200 de mii de "desene" pe secundă). **Figura văzută va fi inteligibilă numai dacă toate desenele mediate** (de inerția ecranului și de inerția ochiului) **vor fi identice**. Nu putem să vizualizăm decît **forme de undă periodice** și, în plus, **fiecare desen trebuie să înceapă exact din același punct al perioadei semnalului**. Cu alte cuvinte, pornirea punctului luminos în cursa lui de traversare a ecranului trebuie **sincronizată** cu semnalul care trebuie vizualizat (triggerată de acest semnal, în jargon). În exemplul din Fig. 1.25 a) au fost reprezentate cinci "desene" efectuate de spot la cinci trecerile consecutive. Pentru că aceste desene încep exact din același punct al perioadei semnalului, medierea lor, reprezentată în Fig. 1.25 b) tridimensional, ca și cum ar fi așezate unul sub altul produce o imagine clară, care va fi stabilă pe ecranul osciloscopului.

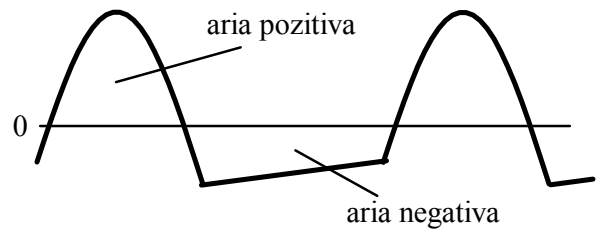
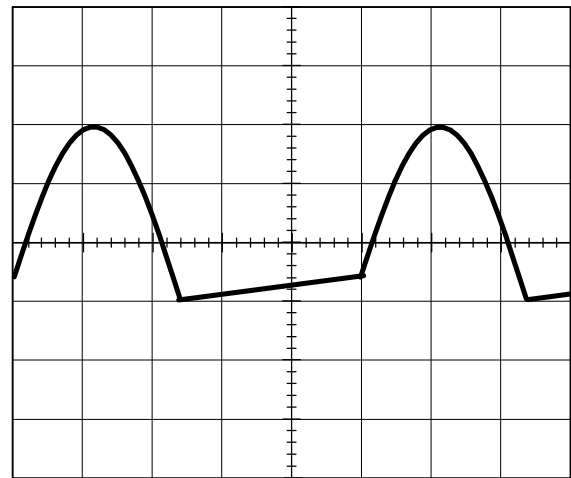


Fig. 1.24. Forma de undă afișată pentru semnalul din Fig. 1.22, cu intrarea osciloscopului cuplată în "curent alternativ".

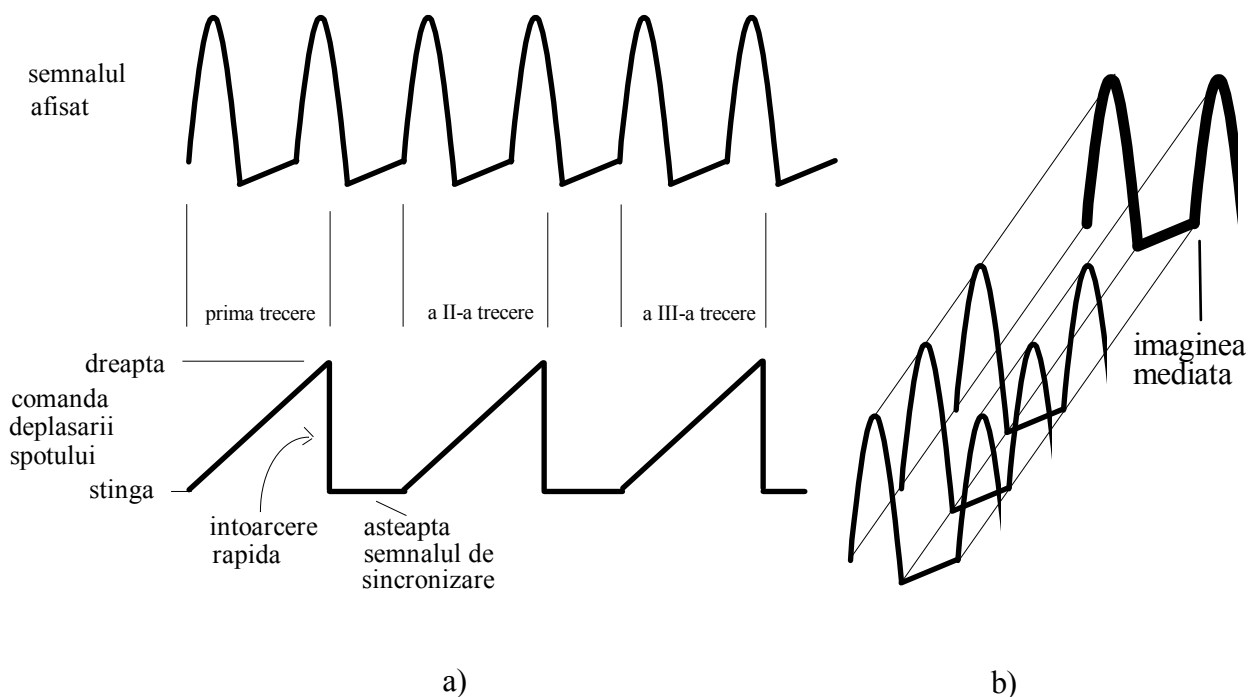


Fig. 1.25. Principiul sincronizării baleierii osciloscopului (a) și medierea traselor diferitelor treceri ale spotului (b).

Sincronizarea se face prin compararea unei copii a semnalului afișat cu un nivel de referință și pornirea baleierii exact în acel moment (dacă spotul a ajuns mai devreme în stînga ecranului, va trebui să aștepte cuminte acest moment). Poziția acestui nivel poate fi modificată de utilizator cu un potențiomtru (în mod de funcționare trigerat) sau este stabilită de osciloscop în modul de lucru automat. Cum trecerea peste nivelul de referință (prag) poate să se facă fie în sus, fie în jos, avem două posibilități de selecție, pe front crescător (up) sau pe front descrescător (down).

*Atenție: la unele oscilosoape, pe modul de funcționare trigerat, **dacă semnalul nu traversează nivelul stabilit, baleierea este oprită și spotul este invizibil**; la altele, este utilizat un oscilator nesincronizat și imaginea, chiar dacă este instabilă, este afișată. Acesta poate fi unul dintre motivele pentru care nu găsiți spotul.*

Înainte de a fi utilizată la sincronizare, copia semnalului care trebuie afișată poate fi prelucrată prin îndepărtarea nivelului continuu (sincronizare în curent alternativ) sau prin îndepărtarea unor frecvențe pe care nu dorim să facem sincronizarea (frecvențe joase, **LF - low frequency** sau frecvențe înalte, **HF -high frequency**). Modul de sincronizare descris pînă acum utilizează chiar semnalul care a fost aplicat canalului Y, este o sincronizare **internă** și, dacă avem două canale Y, va trebui să alegem după care facem sincronizare. Oscilosoapele oferă și posibilitatea sincronizării cu un semnal extern, introdus la o mufă specială.

Pentru vizualizarea unor pulsuri care apar neperiodic, au fost produse oscilosoape analogice **cu memorie**, la care ecranul poate menține vizibilă urma unei singure treceri a spotului pe durate de timp de ordinul minutelor, pentru a putea fi fotografiată; și în acest caz sincronizarea este esențială, cursa spotului trebuind să înceapă odată cu apariția pulsului de tensiune. Odată cu apariția oscilosoapelor digitale, la care memorarea face parte din principiul de funcționare, memoria analogică ecranului a încetat să mai fie utilizată.

Deși este un voltmetru, osciloscopul poate permite și vizualizarea evoluției intensității unui curent, dacă se utilizează un truc: informația de curent este convertită în informație de tensiune, **trecînd curentul pe care dorim să-l vizualizăm printr-o rezistență de valoare cunoscută**. Cum o bornă de intrare este obligatoriu masa circuitului, **rezistența trebuie montată cu un capăt la masă**, ca în Fig. 1.26. Pentru a nu modifica funcționarea inițială a circuitului, valoarea rezistenței trebuie aleasă atît de mică încît **căderea de tensiune pe ea să fie neglijabilă față de tensiunea pe ramura de circuit unde este intercalată**. Deoarece osciloscopul poate vizualiza chiar tensiuni de ordinul 1 mV - 10 mV, aceasta nu constituie o problemă.

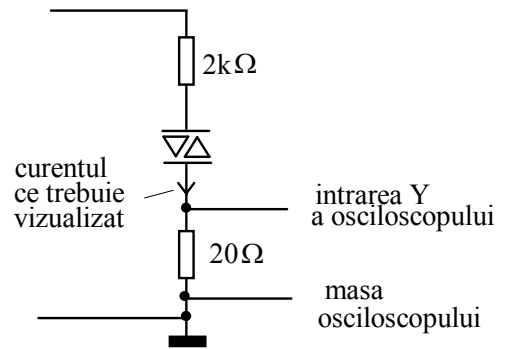


Fig. 1.26. Vizualizarea cu osciloscopul a evoluției unui curent.

## Enunțuri frecvent utilizate

(afît de frecvent încît merită să le memorați)

- Într-un generator de energie electrică, curentul curge de la borna cu potențial coborît la borna cu potențial ridicat.

- Într-un consumator de energie electrică, curentul curge de la borna cu potențial ridicat la borna cu potențial coborît.

-Suma intensităților curenților care intră într-un nod este egală cu suma intensităților curenților care ies din nodul respectiv (legea curenților); considerînd pozitivi curenții care intră și negativi pe cei care ies, suma lor algebrică este nulă

$$\sum_{nod} I_k = 0.$$

- Pe orice ochi al circuitului, suma algebrică a variațiilor de potențial este nulă (legea tensiunilor)

$$\sum_{ochi} \Delta V = 0.$$

- Potențialul unui nod oarecare poate fi obținut plecînd de la un nod cu potențialul cunoscut și adunînd (algebric) variațiile de potențial (tensiunile) porțiunilor de drum parcurse.

- Rezistoarele respectă legea lui Ohm

$$I = \frac{V_{amonte} - V_{aval}}{R}.$$

- Potențialul unui nod legat numai prin rezistoare la noduri cu potențialele  $V_1, \dots, V_M$  poate fi exprimat prin teorema Milman

$$V = \frac{\sum_{k=1}^M \frac{V_k}{R_k}}{\sum_{k=1}^M \frac{1}{R_k}}.$$

-Pentru ca intensitatea "citită" să fie pozitivă, curentul trebuie să intre în ampermetru pe la borna marcată cu +.

- Rezistența unui ampermetru clasic este invers proporțională cu valoarea corespunzătoare a capătului de scală; totuși, pe orice scală, la deviația maximă, tensiunea pe aparat are aceeași valoare.

- Rezistența unui voltmetru clasic este direct proporțională cu valoarea corespunzătoare capătului de scală; totuși, pe orice scală, la deviația maximă, curentul prin aparat are aceeași valoare.

- Rezistența unui voltmetru electronic nu depinde de scala pe care se măsoară și are valoare foarte mare (1-10 MΩ).

- Valoarea efectivă (RMS) a unei mărimi care variază periodic este egală cu radicalul din media pătratului ei; numai pentru o mărime care variază sinusoidal valoarea efectivă este  $amplitudinea/\sqrt{2}$ .

-Osciloscopul este, în esență, un voltmetru electronic; el permite vizualizarea evoluției în timp a tensiunii.

## Termeni noi

<b>-conductor ideal</b>	(fir) conductor cu rezistență electrică nulă, fără inductanță sau capacitate;
<b>-rezistor ideal</b>	dispozitiv de circuit care respectă exact legea lui Ohm;
<b>-masă (ground)</b>	nod al unui circuit la care potențialul este considerat zero, prin convenție;
<b>-generator (element activ)</b>	element de circuit care, în cazul considerat, convertește o energie neelectrică în energie electrică, transferată circuitului;
<b>- consumator (element pasiv)</b>	element de circuit care, în cazul considerat, convertește energia electrică primită de la circuit în altă formă de energie (de multe ori termică);
<b>-dipol</b>	element de circuit cu două borne de acces;
<b>-regim de curent continuu (DC)</b>	starea unui circuit în care potențialele și curenții nu mai variază în timp;
<b>-caracteristică statică</b>	dependența funcțională curent-tensiune, pentru diferitele regimuri de curent continuu;
<b>-ampermetre (voltmetre) clasice</b>	aparate de măsură cu ac indicator, bazate pe interacția curentului cu un câmp magnetic;
<b>-aparat de măsură analogic</b>	aparat de măsură la care informația este afișată prin deplasarea continuă, proporțională cu valoarea măsurată a unui ac sau altui element indicator (de exemplu, spot luminos);
<b>-multimetru (avohmetru) clasic</b>	aparat de măsură clasic, care permite măsurarea, pe diferite scale de sensibilitate, a tensiunilor, curenților și rezistențelor;
<b>-voltmetru electronic</b>	aparat de măsură, de rezistență foarte mare, bazat pe amplificarea electronică a tensiunii măsurate;
<b>- multimetru digital</b>	aparat de măsură electronic, cu afișaj digital (numeric), care permite măsurarea, pe diferite scale de sensibilitate, a tensiunilor, curenților și rezistențelor;
<b>-regim sinusoidal (AC)</b>	starea unui circuit în care toate potențialele și toți curenții variază sinusoidal în timp, cu diferite amplitudini și faze;
<b>-bază de timp</b>	bloc funcțional al unui osciloscop care comandă baleierea automată a spotului, pentru a afișa evoluția temporală a tensiunii investigate;
<b>-sincronizare (trigerare)</b>	începerea baleierii la un anumit moment, cu poziție fixă în cadrul perioadei semnalului afișat, pentru ca diferitele treceri ale spotului, prin mediere, să conducă la o imagine stabilă;
<b>-cuplaj în curent continuu (DC)</b>	conectare printr-un conductor (ideal) care permite să treacă componentele de orice frecvență, inclusiv componenta de curent continuu;
<b>- cuplaj în curent alternativ (AC)</b>	conectare printr-un condensator care "blochează" componenta continuă (de frecvența nulă) dar permite să treacă toate celelalte frecvențe; semnalele sinusoidale cu frecvența mai mică decât frecvența de tăiere sunt atenuate, cu atât mai mult cu cât frecvența lor e mai mică.

## Probleme rezolvate

**Problema 1.** Pentru un anumit dipol (diodă semiconductoare) trebuie să se traseze experimental caracteristica statică  $I = f(U)$ . Curentul va fi modificat în domeniul 0, ... ,10 mA și se știe că, în aceste condiții, tensiunea pe dispozitiv va fi între zero și 0.8 V. Curentul și tensiunea vor fi măsurate cu multimetre clasice identice, care au marcată pe cea mai sensibilă scală indicația 50  $\mu\text{A}$  / 100 mV. Să se discute, din punctul de vedere al erorii de măsură, cele două configurații posibile, "amonte" și "aval" din Fig. 1.27 și să se decidă care trebuie utilizată.

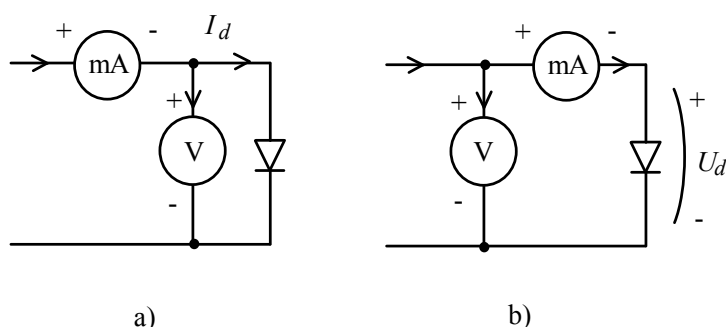


Fig. 1.27. Montarea aparatelor de măsură pentru trasarea caracteristicii statice a unei diode.

### Rezolvare

Este evident că în circuitul din desenul a) miliampermetrul nu măsoară ceea ce dorim noi ci **suma dintre curentul prin diodă și curentul prin voltmetru** pe când în circuitul din desenul b) voltmetrul este cel care se păcălește, indicând **suma dintre tensiunea pe diodă și tensiunea pe miliampermetru**. În care din cele două situații eroarea relativă este mai mică ?

Pentru a răspunde la această întrebare prima tentație ar fi să calculăm rezistențele aparatelor de măsură pe scalele pe care le utilizăm și să le comparăm cu ..., cu ce ? Dioda nu respectă legea lui Ohm și **nu este caracterizată de o rezistență**. Ne amintim însă că, pe orice scală ar fi, pentru o deviație completă, voltmetrul necesită aceeași valoare de curent (rezistențele adiționale i-au fost adăugate **în serie** !). Rezultă că dacă vrem să citim ceva pe cadranul voltmetrului din desenul a) (dacă nu vrem, trecem voltmetrul pe scala de 100 V și acul nu se va mișca practic de la zero), prin el va trebui să treacă un curent ordinul a 50  $\mu\text{A}$  (capătul de scală). Este mult față de curentul prin diodă pe care vrem, de fapt, să-l măsurăm ? Acesta, ne spune textul problemei, va fi între 0 și 10 mA. Chiar dacă dorim să desenăm un grafic excepțional, scala sa verticală va fi tot între zero și 10 mA; eroarea de 50  $\mu\text{A}$  reprezintă 0.5 % din valoarea sa; la un desen de 10 cm veți avea o eroare de 0.5 mm, de grosimea minei de creion cu care desenăm graficul.

Să vedem ce se întâmplă în cazul circuitului din desenul b); dacă dorim să citim ceva pe scala miliampermetrului acul trebuie să devieze iar pe miliampermetru să cadă o tensiune de ordinul a 100 mV (exact 100 mV la capătul de scală). Tensiunea pe diodă este însă de cel mult 0.8 V, aceasta înseamnă că la măsurarea făcută la curentul maxim de 10 mA, vom avea o eroare relativă asupra tensiunii de 0.1 V/0.8 V adică de 12.5 % !

Concluzia este evidentă: în această situație concretă trebuie să preferăm montajul din desenul a) cu voltmetrul montat "în aval", acesta asigurându-ne o eroare de metodă mai mică de 0.5 % din valoarea capătului de scală al graficului, cu siguranță mai mică chiar decât eroarea de măsură pe care fabricantul o garantează pentru multimetrul (uzual 1 % pentru cele profesionale). Numai dacă vom dori să investigăm comportarea diodei la valori mult mai mici ale curentului, trecând miliampermetrul pe scala corespunzătoare, va trebui să efectuăm **corecția de voltmetru**, scăzând din valoarea indicată de miliampermetru curentul  $U_d/R_v$  prin voltmetru; această corecție va fi sigur  $\leq 50 \mu\text{A}$ .

**Problema 2.** Un circuit electronic este alimentat de la o singură sursă de tensiune continuă, de valoare  $V_{alim}$ , legată cu minusul la masă și în el se stabilește un regim de curent continuu (potențialele și curenții nu variază în timp). Arătați că, **în absența altor generatoare de energie, nici un nod nu poate avea potențialul mai mic decât zero (potențialul masei) sau mai mare decât  $V_{alim}$ .**

**Rezolvare**

Alegem un nod oarecare A, care este legat de alte  $N$  noduri, cu potențialele  $V_1, \dots, V_N$ , prin elemente de circuit cu două borne (dipoli), așa cum se vede în Fig. 1.28. Presupunem, mai întâi, că potențialul  $V_A$  este mai mare decât cel mai mare dintre potențialele  $V_1, \dots, V_N$ , pe care îl vom numi  $V_{max}$ . Cum toți dipolii sunt **consumatori de energie**, curenții circulă prin ei de la potențial ridicat la potențial coborât, adică **toți curenții ies din nodul A**. Aceasta este o situație imposibilă pentru că încalcă legea I a lui Kirchhoff: suma curenților care ies trebuie să fie egală cu suma curenților care intră. Rezultă, în consecință, că **potențialul nodului A este obligatoriu mai mic decât  $V_{max}$** . (prin condiția ca toți dipolii să fie consumatori de energie am eliminat și posibilitatea ca nodul A să fie scurtcircuitat la nodul cu potențialul  $V_{max}$ ).

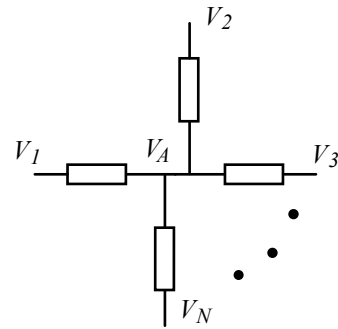


Fig. 1.28.

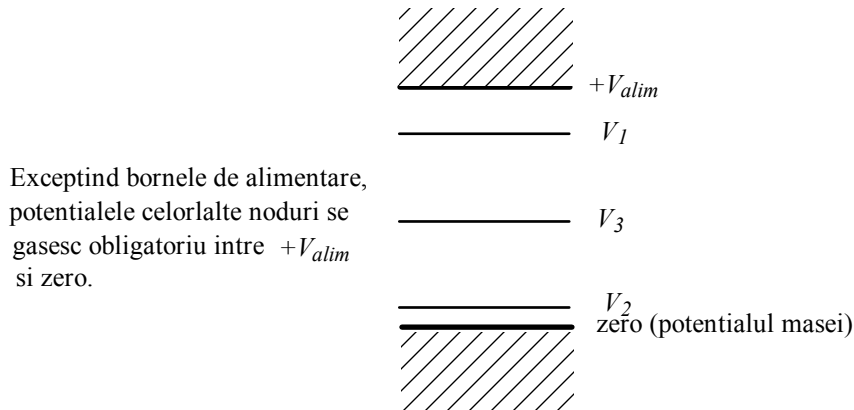


Fig. 1. 29. Diagrama potențialelor într-un circuit alimentat de la o singură sursă de tensiune continuă, conectată cu borna minus la masă.

În mod asemănător, se arată că potențialul nodului A este mai mare decât  $V_{min}$ , cel mai mic dintre potențialele  $V_1, \dots, V_N$ . Avem în circuit două noduri speciale: masa, cu potențialul zero, și linia de alimentare cu potențialul  $V_{alim}$ ; între ele este conectat singurul generator de energie disponibil. Orice alt nod (care nu este scurtcircuitat la masă sau alimentare) este conectat **numai prin consumatoare de energie**. El nu poate avea, conform rezultatului anterior, decât un potențial cuprins în intervalul  $(0; V_{alim})$ , așa cum se poate observa pe diagrama potențialelor din Fig. 1.29.



## Probleme propuse

**P 1.1.** În circuitul din Fig. 1.30, stabiliți, acolo unde se poate, sensurile curenților și polaritățile tensiunilor pe rezistoare. Pentru aceasta, utilizați rezultatul problemei rezolvate de la Cap. 1 și faptul că tranzistorul este un consumator de energie.

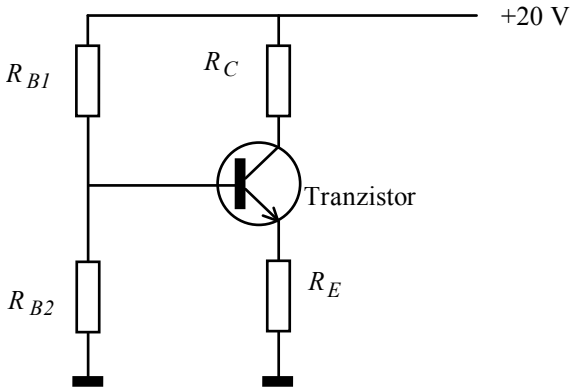


Fig. 1.30

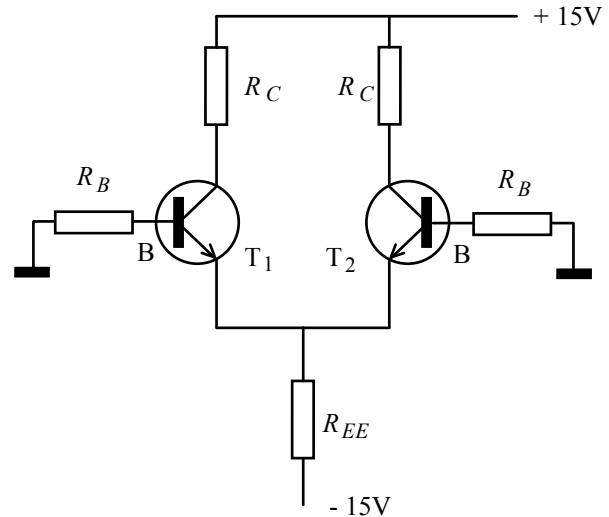


Fig. 1.31

**P 1.2.** Efectuați aceeași operație pentru circuitul din Fig. 1.31.

**P 1.3.** În circuitul din Fig. 1.32 potențialele (de curent continuu) ale nodurilor sunt încadrate în dreptunghiuri, așa cum le veți găsi și în schemele profesioniștilor; tot ca acolo, la valorile rezistențelor s-a omis simbolul  $\Omega$ . Aveți suficiente informații ca să calculați intensitățile tuturor curenților și, în plus, valoarea rezistenței necunoscute. Nu uitați să treceți pe schemă **sensurile** curenților, altfel valorile calculate nu au nici o semnificație.

**P 1.4.** Subcircuitul din Fig. 1.33 este conectat cu exteriorul doar prin conductoarele numerotate 1...N și în el se stabilește un regim de curent continuu. Cunoașteți toate potențialele față de masă ale acestor conductoare,  $V_1...V_N$ , precum și intensitățile curenților  $I_1...I_N$ .

a) Calculați puterea electrică totală pe care o primește

subcircuitul din exterior, prin curenții  $I_1...I_N$ . Sugestie: separați curenții în două categorii (care intră în subcircuit și care ies din subcircuit) și gândiți-vă că sarcinile electrice au o anumită energie potențială într-un câmp electrostatic.

b) Reformulați expresia puterii primite de subcircuit considerând intensitățile mărimi algebrice, pozitive când curentul intră în subcircuit.

c) Verificați că expresia pe care ați găsit-o produce aceeași valoare a puterii primite și dacă măsurați potențialele față de alt punct de referință.

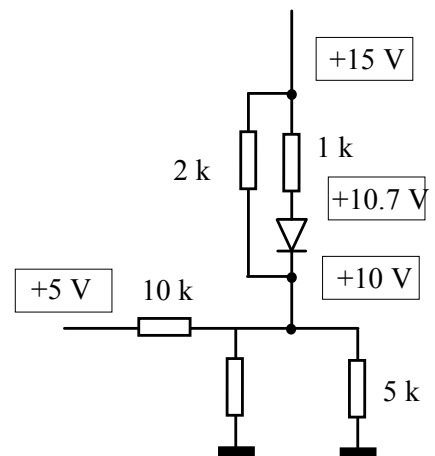


Fig. 1.32.

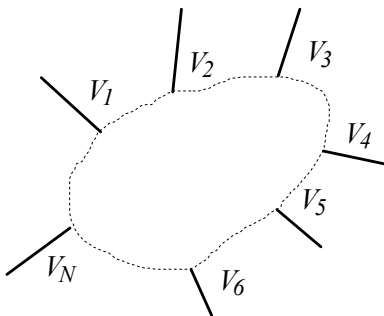


Fig. 1.33.

**P 1.5.** Expresia pe care ați găsit-o la problema precedentă reprezintă puterea primită de subcircuit sau puterea totală disipată de componentele subcircuitului? Când sunt egale aceste puteri? Verificați pe cazul particular al unui subcircuit constituit dintr-un rezistor legat în serie cu o sursă ideală de tensiune.

**P 1.6.** Calculați puterea disipată de tranzistorul din Fig. 1.34, utilizând expresia dedusă la problema P 1.4 (tranzistorul nu conține generatoare de energie electrică). Nu uitați de legea I a lui Kirchhoff.

**P 1.7.** Utilizați teorema Milman pentru calcularea potențialului produs de **divizorul rezistiv**, prezentat în Fig. 1. 35, în punctul A.

**P 1.8.** Demonstrați teorema Milman folosind **teorema superpoziției**, valabilă pentru **circuite liniare**:

-alegeți un nod oarecare "k" din cele 1..N noduri adiacente și considerați că potențialele tuturor celorlalte noduri adiacente sunt nule (acele noduri sunt legate la masă);

-redesenați circuitul calculînd rezistența echivalentă a grupării serie și descoperiți un divizor rezistiv;

-calculați potențialul nodului în această situație

- considerați că ați aplicat acest procedeu de N ori, pentru fiecare nod adiacent, și **adunați** rezultatele individuale.

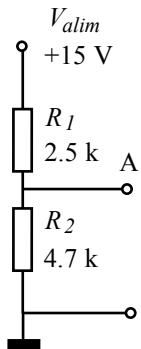


Fig. 1. 35.

**P 1.9.** Dacă aveți **două surse de tensiune** și doriți ca potențialul unui punct să fie proporțional cu **suma celor două tensiuni ale surselor**, cel mai simplu este să le conectați **în serie** (Fig. 1.36 a). De multe ori trebuie să rezolvăm această problemă în electronică (sumarea a două tensiuni) dar sursele care le produc **nu pot fi legate în serie** deoarece **ambele au cîte o bornă legată la masă**, ca în desenul b al figurii (în jargon se spune că nu sunt **flotante**). Imaginați-vă un circuit la care potențialul unui nod să fie proporțional cu suma celor două tensiuni.

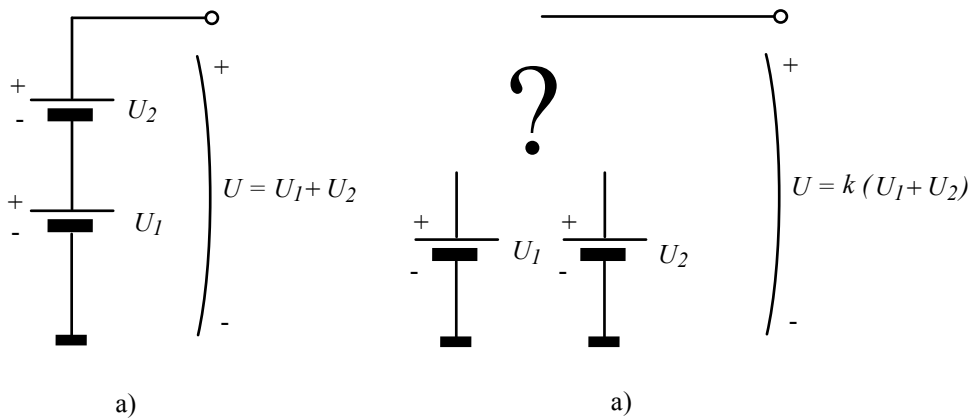


Fig. 1.36.

**P 1.10.** În circuitul din Fig. 1.37 aveți două surse de tensiune: una de tensiune continuă  $U_1 = \text{constant}$  și una de tensiune sinusoidală  $U_2(t) = U_{2m} \sin(\omega t)$ , condensatorul C avînd la frecvența  $\omega$  o reactanță neglijabilă față de rezistența R (se comportă ca un **scurtcircuit** la această frecvență). Calculați potențialul nodului A. Indicație: utilizați teorema superpoziției, anulînd pe rînd cîte una dintre tensiunile surselor, și calculați potențialul cu teorema Milman.

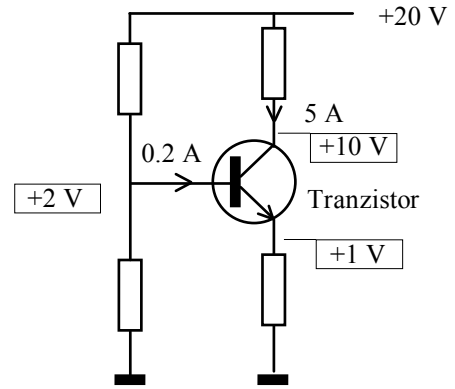


Fig. 1.34.

*Observație: Merită să rețineți rezultatul acestei probleme deoarece în acest mod este aplicat semnalul care trebuie amplificat (tensiunea variabilă) la majoritatea amplificatoarelor utilizate în electronică.*

**P 1.11.** Determinați potențialul nodului B din Fig. 1.38 (baza tranzistorului) considerând neglijabil curentul bazei (amintiți-vă teorema Milman). Apoi recalculați același potențial pentru un curent de bază de  $50 \mu\text{A}$ . Comparați rezultatele și decideți dacă prima aproximație era rezonabilă.

**P 1.12.** În problema precedentă ați investigat precizia aproximației  $I_B \cong 0$  prin comparația valorilor potențialului bazei, calculat cu și fără această aproximație. Ați putea decide dacă este bună aproximația **fără să calculați potențialul bazei**? Gândiți-vă că un curent nu poate fi comparat decât cu un alt curent. Cu care?

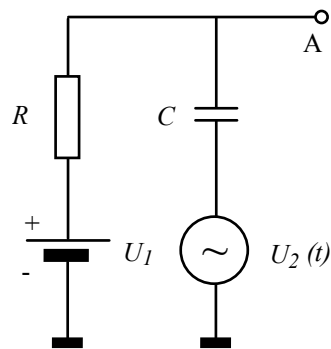


Fig. 1.37.

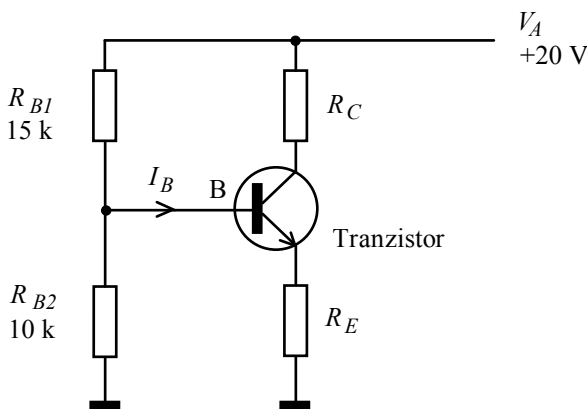


Fig. 1.38.

**P 1.13.** Comutatorul unui multimetru clasic este pe poziția 0.3 V DC (curent continuu) iar cea mai sensibilă scală a sa poartă inscripția  $50 \mu\text{A} / 30 \text{ mV}$ . Când acul are poziția din Fig. 1.39

- care este tensiunea la bornele voltmetrului?
- estimați curentul prin voltmetru;
- cît este rezistența voltmetrului pe această scală?

**P 1.14.** Forma de undă a unei tensiuni, așa cum apare ea pe ecranul unui osciloscop, este cea din Fig. 1.40. Comutatoarele osciloscopului sunt pe pozițiile 0.2 V/div și 5 ms/div iar linia de zero a fost reglată în prealabil să coincidă cu axa orizontală de la mijlocul ecranului. Determinați:

- valoarea vîrf la vîrf a tensiunii;
- amplitudinea ei (valoarea de vîrf);
- perioada semnalului;
- frecvența sa.

În final, arătați dacă **valoarea efectivă** este, în acest caz, amplitudinea  $/\sqrt{2}$ .

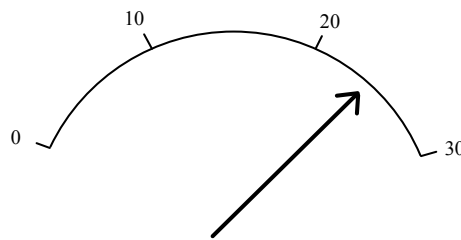


Fig. 1.39.

**P 1.15.** Intensitatea unui curent electric este o funcție periodică și are forma de undă din Fig. 1.41. Valoarea perioadei  $T$  este fixă dar se poate modifica raportul  $\delta = T_1/T$ , numit **factor de umplere (duty cycle)**.

a) calculați, în funcție de valoarea de vîrf  $I_m$  și factorul de umplere, **valoarea medie a curentului  $I_{med}$** .

b) calculați, în funcție de aceleași variabile, **valoarea efectivă a curentului**.

c) acum încercați ceva mai complicat: modificați valoarea factorului de umplere menținînd constantă valoarea medie a curentului și calculați cum depinde intensitatea efectivă de factorul de umplere.

Ultimul punct al problemei se referă la un caz întîlnit în practică la redresoarele alimentatoarelor:

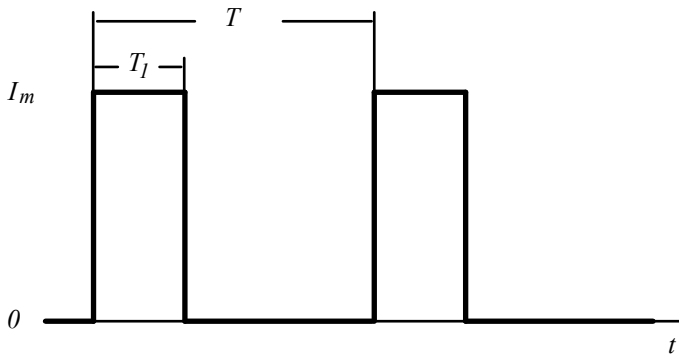


Fig. 1.41.

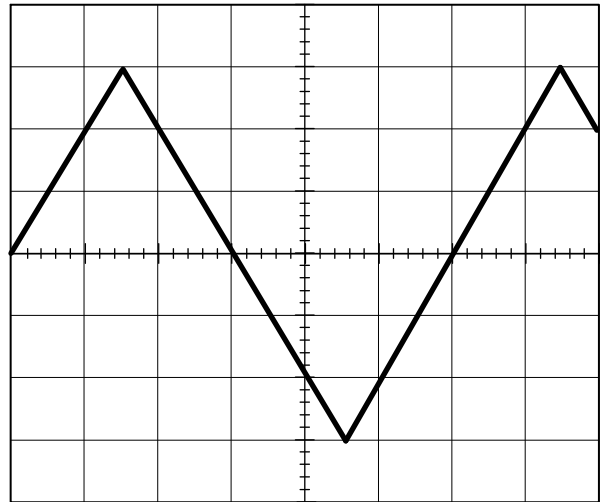


Fig. 1.40.

curentul mediu este constant (cel necesar consumatorului) dar este "extras" din secundarul transformatorului în pulsuri mai scurte sau mai lungi, dar care se repetă cu o frecvență fixă, dictată de frecvența rețelei.

## Lucrare experimentală

Scopul acestor experimente este familiarizarea dumneavoastră cu modul de utilizare a aparatelor de măsură pe care le veți folosi sistematic în experimentele ulterioare. Din acest motiv, trebuie să citiți cu atenție, **înainte de a vă prezenta în laborator**, descrierea **principiului lor de funcționare**, prezentată în paginile anterioare, să înțelegeți **problemele rezolvate** și să rezolvați cu forțe proprii **problemele propuse**. Altfel, orele petrecute în laborator vor fi ore pierdute în care răsușiți niște butoane și scrieți niște numere a căror semnificație vă scapă. Ca în gluma cu milițienii care învățau tabla înmulțirii cîntînd, veți rămîne, în cel mai bun caz, cu amintirea unei melodii.

**Acest mod de pregătire prealabilă a experimentelor din laborator este valabil pentru toate temele pe care le vom aborda în acest manual și el va trebui să devină o obișnuință. Profesorii cu care veți efectua lucrările practice vă vor ajuta în acest sens, acceptînd-vă în laborator numai dacă v-ați pregătit corespunzător.**

### Experimentul 1. Măsurarea schimbului de putere electrică între două subcircuite (în curent continuu).

Va trebui să alimentați planșeta de la o sursă de alimentare cu tensiune continuă. Această sursă are o mulțime de borne, comutatoare, potențiometre și instrumente indicatoare. Scrieți pe caiet tipul ei și desenați panoul frontal cu toate elementele de control și afișare. Întrebați, apoi, profesorul despre funcția fiecărui element și treceți aceste informații pe caiet; veți avea nevoie de ele la toate experimentele viitoare. În plus, trebuie să știți că informațiile de acest tip sunt nelipsite din orice manual de utilizare a unui aparat.

Alimentați acum planșeta, cu o tensiune între 10 și 12 V, **respectînd polaritatea indicată pe planșetă**. Circuitul de pe planșetă constă din două subcircuite (blocuri) conectate între ele cu două conductoare ca în Fig. 1.42; unul dintre ele conține și sursa de alimentare pe care ați conectat-o. Cele două noduri ale conductoarelor au fost notate cu A și B; unul din conductoare este legat fix, celălalt trebuie să-l conectați dumneavoastră, între două bornele A' și A". Desenați-vă pe caiet schema din figura anterioară.

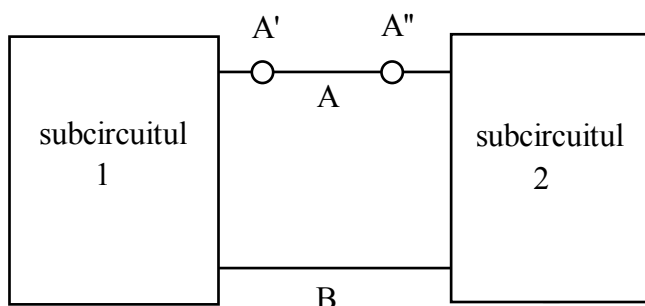


Fig. 1.42.

Aparatul de măsură pe care îl veți folosi este un multimetru clasic (analogic), care poate fi utilizat atât ca voltmetru cât și ca ampermetru; nu ne vom pune, deocamdată, problema modului în care el perturbă starea circuitului care trebuie investigat, lăsînd acest lucru pentru experimentul următor.

Determinați, mai întîi, **polaritatea tensiunii** dintre nodurile A și B. Pentru a nu deteriora voltmetrul în cazul în care îl conectați invers și acul se deplasează spre stînga, alegeți la început o scală puțin sensibilă, să zicem 100 V. Conectați voltmetrul cu polaritatea la împlinire, observați sensul deviației acului și **stabiliți polaritatea tensiunii**. Notați acest lucru pe schema desenată pe caiet, punînd semnele + și - .

Conectați acum voltmetrul cu polaritatea corectă. Măriți sensibilitatea trecînd pe scale cu valori de capăt de scală mai mici, pînă cînd poziția acului poate fi citită comod. Dacă măriți prea mult sensibilitatea voltmetrului, acul va ieși din scală în partea dreaptă și aparatul se va deteriora. Notați-vă **pe schemă** valoarea tensiunii măsurate.

Trebuie acum să aflăm **sensul și valoarea curentului** care circulă între cele două blocuri prin conductorul A. Pentru aceasta deconectăm aparatul de măsură de la circuit (fiind conectat ca voltmetru, deci în

paralel, deconectarea lui **nu afectează funcționarea circuitului**. Apoi îl trecem pe funcția de ampermetru, curent continuu, alegînd o scală puțin sensibilă (1 A capăt de scală). Pentru conectarea lui în circuit va trebui **să întrerupem circuitul** între bornele A' și A'', și să intercalăm acolo ampermetrul. Desenați-vă pe caiet schema modificată, cu ampermetrul conectat. Dacă ați nimerit polaritatea corectă acul va devia spre dreapta, dacă nu, va trebui să inversați legăturile la ampermetru. După ce l-ați legat corect, treceți pe simbolul său din schema pe care tocmai ați desenat-o polaritățile bornelor. Din această informație, deduceți **sensul curentului** și desenați **săgeata** corespunzătoare pe schemă. În sfîrșit, alegeți o scală adecvată pentru a măsura valoarea intensității și notați-vă valoarea obținută **pe schemă**. **Nu uitați niciodată unitatea de măsură, fără ea rezultatul nu are nici o semnificație**; utilizați **obligatoriu submultipli** ( $\mu\text{A}$  sau  $\text{mA}$ ) în locul notației exponențiale ( $1.2 \cdot 10^{-4} \text{ A}$ ) sau a unora de genul  $0.015 \text{ A}$  sau  $1200 \mu\text{A}$ . Cei care chiar lucrează electronică nu măsoară niciodată în  $10^{-4}$  sau  $10^5$  ci în pico, micro, mili, kilo, mega și giga (după care urmează ohm, amper, watt sau volt).

Aveți acum informațiile necesare pentru a decide care bloc furnizează energie electrică și care bloc primește energie electrică. Scrieți această concluzie pe caiet. Calculați valoarea puterii electrice care este schimbată între cele două blocuri. Atenție la **rezultatul calculului**, el **nu trebuie să aibă mai multe cifre semnificative decît valorile care au fost introduse în formulă**.

*Cifrele semnificative se numără începînd cu prima cifră diferită de zero: 0.0120 are trei cifre semnificative, ca și 34.5. Numărul lor determină precizia relativă cu care este dat rezultatul, de exemplu cu trei cifre semnificative nu puteți avea o precizie mai bună de  $1/999 \cong 0.1\%$  dar nici mai proastă de  $1/100 = 1\%$ .*

## Experimentul 2. Efectul rezistenței interne a voltmetrului

Vom investiga, în acest experiment, modul în care un voltmetru perturbă starea circuitului în care este conectat. Pentru aceasta, alimentați, mai întîi, planșeta la o tensiune continuă cu valoarea undeva între 8 și 10 V. Apoi vom conecta pe circuitul din Fig. 1.43, pe care îl găsiți realizat pe planșetă, un voltmetru electronic, astfel încît să măsurăm tensiunea pe rezistența  $R_2 = 100 \text{ k}\Omega$ . Cum voltmetrul electronic are o rezistență internă de cel puțin  $5 \text{ M}\Omega$  (de 50 de ori mai mare decît valoarea lui  $R_2$ ), putem considera că el nu perturbă starea circuitului.

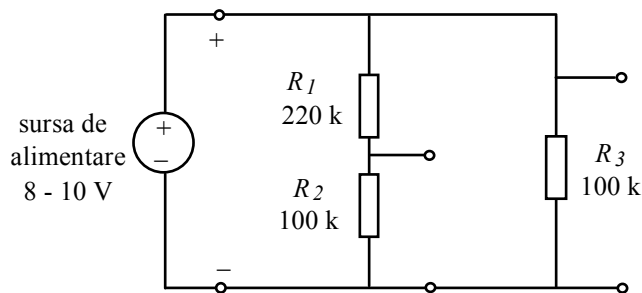


Fig. 1.43.

*Dacă sunteți foarte pretențioși, puteți spune că valoarea tensiunii măsurate nu este mai mică decît cea existentă înainte de conectarea voltmetrului cu mai mult de  $1/50 = 2\%$ .*

Citiți valoarea tensiunii și notați-o pe caiet. Alegeți, apoi, pentru voltmetrul analogic (cu care ați efectuat experimentul precedent) o scală adecvată pentru măsurarea acestei tensiuni și **calculați valoarea rezistenței sale** pe această scală. Utilizați fie inscripțiile de pe cea mai sensibilă scală a sa (curent și tensiune), fie constanta aparatului (în  $\text{k}\Omega$  pe volt capăt de scală) care trebuie, de asemenea, să fie inscripționată pe aparat. Estimați, acum, cît de mult va modifica tensiunea voltmetrul analogic cînd îl vom conecta la bornele rezistenței  $R_2$ . Și după ce ați estimat și ați trecut rezultatul estimării pe caiet, legați

voltmetrul analogic în circuit, fără să-l deconectați pe cel electronic. Notați-vă cu cât a scăzut indicația **voltmetrului electronic** din cauza conectării celui analogic. Corespunde cu estimarea dumneavoastră ?

Aveți acum două voltmetre care măsoară **exact aceeași tensiune**. Citiți și indicația celui analogic. Care dintre ele vă oferă o informație cu precizie mai bună ? Formulați concluzia în scris.

Vom repeta acum experimentul, măsurând tensiunea pe rezistența  $R_3 = 100 \text{ k}\Omega$ , **de aceeași valoare** cu rezistența pe care am măsurat anterior tensiunea. Ce observați la conectarea voltmetrului analogic ? Încercați să găsiți o explicație; dacă nu reușiți, întrebați profesorul. În orice caz, nu uitați s-o treceți pe caiet.

### Experimentul 3. Măsurarea tensiunilor periodice

Vom măsura acum tensiuni periodice, sinusoidale și nesinusoidale, încercând să utilizăm voltmetrul clasic (analogic), voltmetrul electronic și osciloscopul.

Începem cu o tensiune sinusoidală. Alimentați planșeta introducând ștecherul în priza; pe planșetă (Fig. 1.44) există un transformator care oferă între bornele A și B o tensiune sinusoidală cu valoarea sub 50 V, deci nepericuloasă. Treceți multimetrul clasic pe funcția de tensiuni sinusoidale (**AC**) și scala de 100 V și determinați valoarea acestei tensiuni. Amintiți-vă că, pentru tensiuni sinusoidale, aparatele indică **valoarea efectivă**; arătați acest lucru utilizând unitatea de măsură  $V_{ef}$ . Măsurați acum aceeași tensiune cu voltmetrul electronic și convingeți-vă că și el afișează tot valoarea efectivă.

Vom măsura acum tensiunea între bornele A și B cu osciloscopul (secundarul transformatorului, fiind izolat față de primar, este flotant față de pământ și, deci, puteți conecta masa osciloscopului la oricare din borne). Porniți aparatul, treceți amplificatorul Y pe o poziție puțin sensibilă (de exemplu, 1V pe diviziune) sincronizarea pe modul automat și din potențiometrul "Y position" încercați să aduceți trasa pe ecran. Stabiliți linia de zero la mijlocul ecranului și **verificați funcționarea canalului Y**, atingând cu degetul firul central al sondei (**firul cald**, în jargon). Pe ecran va trebui să apară o formă de undă aproximativ sinusoidală cu frecvența de 50 Hz.

*Ați devenit, astfel, cel mai ieftin generator de semnal, generator cu care puteți verifica osciloscopul (inclusiv continuitatea firului cald). Explicația stă în faptul că, fiind conductor împreună cu corpul dumneavoastră formează armătura unui condensator, cealaltă armătură fiind firul de "fază" al rețelei; deși capacitatea acestuia este mică (cel mult câțiva pF), curentul ( $220 V_{ef}/\text{reactanta}$ ) este suficient pentru a produce deflexia spotului, deoarece rezistența de intrare a amplificatorului Y este foarte mare. Același lucru se întâmplă și dacă atingeți intrarea unui voltmetru electronic; numai că atunci, în loc să vedeți o sinusoidă care va aduce aminte de cauza ei, veți vedea niște numere care pot să vă provoace confuzie. **Din acest motiv, firul cald este ecranat în interiorul sondei iar capătul său neecranat este foarte scurt.***

Conectați intrarea Y la bornele A și B și găsiți pozițiile optime ale comutatoarelor de sensibilitate și bază de timp, astfel încât să aveți pe ecran imaginea a 2-3 perioade. Dacă nu reușiți, nu dezarmați imediat,

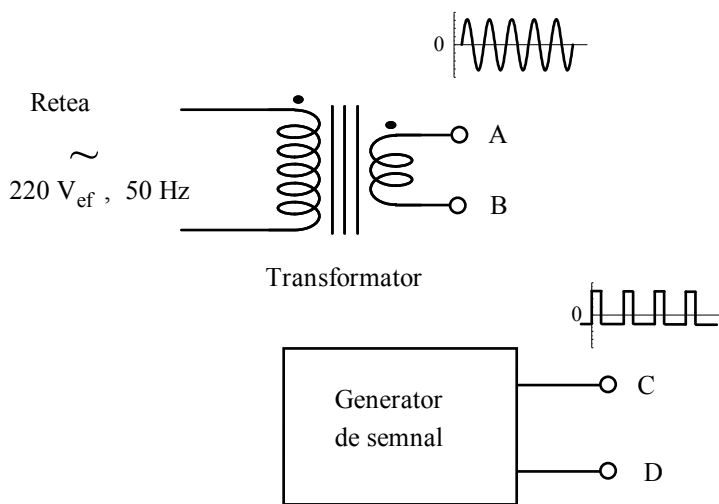


Fig. 1.44.

osciloscopul este un aparat complex și obișnuința de a lucra cu el se capătă în timp. În cazul în care impulsul se prelungește, cereți ajutorul profesorului și încercați să rețineți modul în care procedează el.

După ce ați obținut o imagine stabilă, încercați să măsurați **valoarea vîrf la vîrf**; asigurați-vă, mai întîi, că potențiometrul este pe poziția "calibrat". Notați-vă valoarea măsurată, în unități  $V_{VV}$ . De aici calculați valoarea de vîrf (amplitudinea) și, apoi, prin împărțire la  $\sqrt{2}$ , valoarea efectivă. Comparați-o cu valoarea obținută cu ajutorul voltmetrelor.

Vom pune voltmetrele, în ceea ce urmează, la o încercare mai dură, încercînd să măsurăm o tensiune care este periodică dar **nu este sinusoidală**. Aceasta este una aproximativ dreptunghiulară, de medie nulă; este produsă de un **generator de semnal** care este construit pe planșetă și alimentat din secundarul transformatorului. Tensiunea furnizată de acesta este disponibilă între bornele C și D. Mai întîi vizualizați-o cu osciloscopul și desenați-vă pe caiet forma ei (o idee bună este să faceți mai întîi un carioaj similar cu acela al ecranului). Apoi măsurați valoarea vîrf la vîrf, valoarea vîrfului negativ și valoarea vîrfului pozitiv (verificați în prealabil poziția liniei de zero). Din forma ei și valorile măsurate, calculați valoarea efectivă ca radical din media pătratului. Cum forma este una dreptunghiulară, media se face ușor.

Acum să "măsurăm" aceeași tensiune (repetăm, de medie zero, deci fără componentă continuă) cu voltmetrul clasic, pe poziția AC (curent alternativ). Este valoarea pe care o afișează voltmetrul clasic **tensiunea efectivă**, așa cum se întîmplă în cazul tensiunii sinusoidale? Sau poate este valoarea vîrfului pozitiv? Sau a vîrfului negativ? Sau a valorii vîrf la vîrf?

Dezamăgiți de voltmetrul clasic, ne punem speranțele în cel electronic. Este indicația lui egală cu a celui clasic? Este indicația lui egală cu tensiunea efectivă, valoarea vîrfului pozitiv, a vîrfului negativ sau a valorii vîrf la vîrf? Formulați o concluzie, notați-o pe caiet și discutați-o cu profesorul. S-ar putea ca el să vă lămurească cum au ajuns voltmetrele la valorile pe care le afișează.

#### Experimentul 4. Adunarea unei tensiuni periodice cu o tensiune continuă

Rezolvînd problema P 1.10, ați aflat cum putem aduna peste un nivel de tensiune continuă o tensiune alternativă sinusoidală. Același principiu îl putem aplica pentru o tensiune variabilă **nesinusoidală** dacă variază suficient de rapid (chiar și cea mai mică frecvență din spectrul său trebuie să "vadă" condensatorul ca un scurtcircuit. Pe planșetă aveți realizată o sursă de tensiune continuă a cărei valoare o puteți regla de la un potențiometru. Tensiunea produsă de ea este adunată cu tensiunea periodică dreptunghiulară pe care tocmai ați studiat-o, ca în Fig. 1.45: sursa de tensiune continuă este legată prin rezistența  $R$  iar sursa de tensiune variabilă prin condensatorul  $C$ . Mai apare în plus rezistența  $R_s$  care reprezintă "consumatorul" sau **sarcina** (**load** în limba engleză), care beneficiază de suma celor două tensiuni.

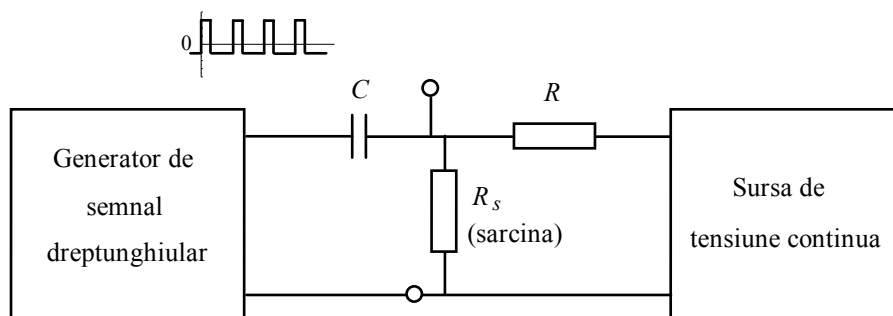


Fig. 1.45.

Verificați dacă intrarea Y a osciloscopului este cuplată în **curent continuu (DC)** și vizualizați, pe rînd, tensiunile celor două surse, desenîndu-vă pe caiet formele de undă. Conectați apoi sonda la rezistența de



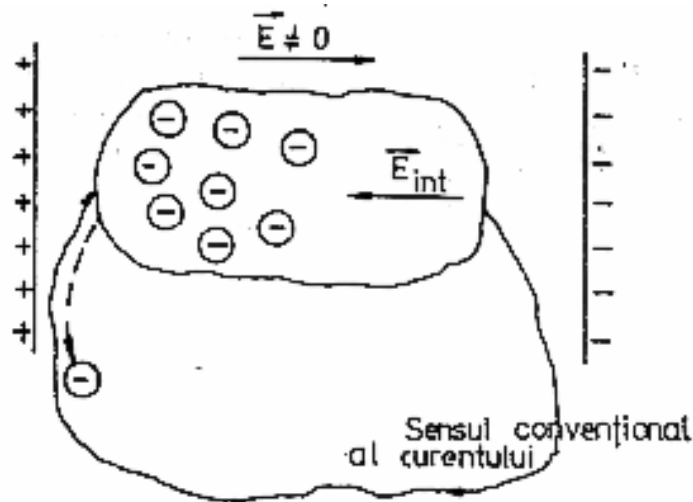
sarcină și verificați că acolo tensiunea este suma tensiunilor celor două surse. Modificați apoi poziția potențiometrului sursei de tensiune continuă și observați ce se întâmplă.

Ce s-ar fi întâmplat dacă am fi lăsat, din greșeală, intrarea Y a osciloscopului cuplată în "curent alternativ" (AC) ? Treceți comutatorul pe această poziție și observați modificarea formei de undă la modificarea valorii sursei de tensiune continuă. Formulați, în scris, o concluzie.

## Pagină distractivă

Deși în câteva cărți excelente traduse în limba română<sup>2,3</sup> generatorul electric este prezentat într-o manieră corectă și foarte intuitivă, în majoritatea manualelor de liceu sau universitare apărute la noi elementul central în descrierea funcționării acestui dispozitiv continuă să fie "**cîmpul imprimat** (de accelerație, galvanic, termoelectric, fotovoltaic)"<sup>4</sup>. Am putea să ne întrebăm cam ce este cîmpul imprimat fotovoltaic, dar nu o facem. Deși cîmpul imprimat este un concept corect pentru anumite tipuri de generatoare, utilizarea sa fără discernămint poate conduce la confuzii, mai ales cînd se introduce "tensiunea electromotoare", deoarece **acest cîmp nu derivă dintr-un potențial (nu este conservativ)**. Din acest motiv, "tensiunea electromotoare" nu este o tensiune între două puncte (o diferență de potențial) ci depinde de drumul particular parcurs.

Această formalizare excesivă poate ameți chiar autori cu pretenții, care în efortul lor de a ne explica cum funcționează un generator electric, scriu lucruri absolut năzdrăvane, ca în "Compendiu de Fizică", Ed. Științifică și Enciclopedică, 1988. Astfel, putem citi acolo că "... pe circuitul volum cu sarcini-conductor exterior se stabilește un curent electric continuu....Pentru a-l menține avem nevoie, în primul rînd, de un rezervor de sarcină, iar în al doilea rînd, de un cîmp electric aplicat din exterior." De ce fel de cîmp electric aplicat din exterior (adică de unul care să aibă nenulă integrala de drum pe conturul închis al circuitului) nu ni se spune. Ni se oferă, însă, desenul edificator prezentat mai jos. **Cîmpul exterior (imprimat) este produs cu un condensator încărcat !** Toți ar trebui să știm că un asemenea cîmp este conservativ.



h)  
Fig. III.2.2.

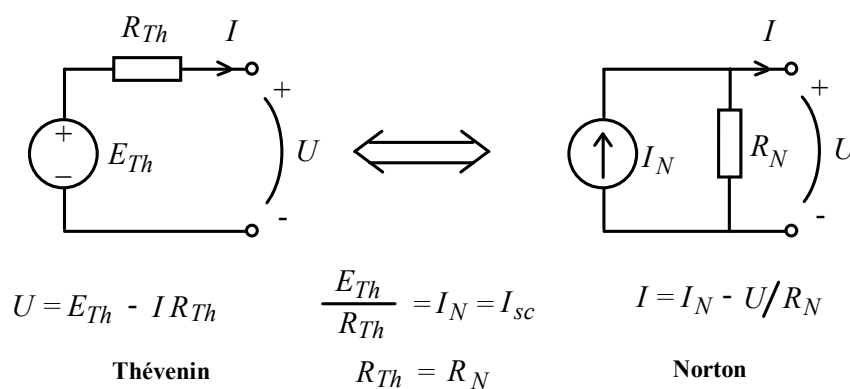
Un așa generator ne-am dori fiecare. Din păcate există un mic impediment: legea conservării energiei.

<sup>2</sup>Edward M. Purcell, "Electricitate și magnetism, Cursul de fizică Berkeley, vol. II", Ed. Didactică și Pedagogică, București, 1982.

<sup>3</sup>F.W. Sears, M.W. Zemansky, H.D. Young, "Fizică", Ed. Didactică și Pedagogică, 1983.

<sup>4</sup>Fizică, Manual pentru clasa a X-a, Ed. Niculescu, 2000, Aprobata de Ministerul Educației Naționale.

## Surse de tensiune și surse de curent



- A. Surse de tensiune 38
- B. Reprezentarea Thévenin 41
- C. Sursa ideală de curent; reprezentarea Norton 42
- D. Rezistența echivalentă 45
- E. Divizorul rezistiv 46
- Problemă rezolvată 50, probleme propuse 52
- Lucrare experimentală 55

## A. Surse de tensiune

Un generator de energie electrică determină existența unui curent electric staționar pentru că menține la bornele sale o diferență de potențial, în interiorul său curentul fiind "forțat" să treacă de la potențial coborât la potențial ridicat, așa cum se vede în desenul din Fig. 2.1. Ce se întâmplă însă cu tensiunea de la bornele sale dacă se schimbă intensitatea curentului prin circuit datorită modificării circuitului extern ?

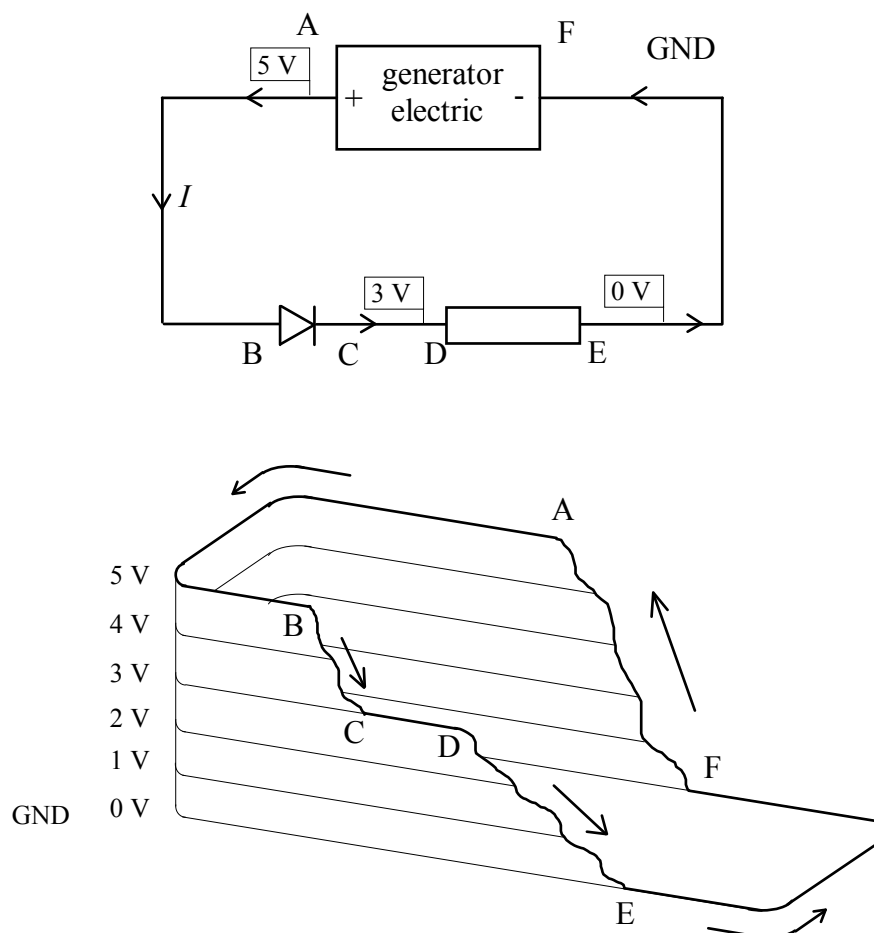


Fig. 2.1. Evoluția potențialului de-a lungul unui circuit electric.

Generatoarele reale se comportă în moduri diferite, după structura lor internă, principiul de funcționare și condițiile externe în care operează. La unele dintre ele, modificarea tensiunii la borne este neglijabilă pentru variații mari ale curentului furnizat. Aceasta a condus la introducerea unui element de circuit (model ideal), numit sursă ideală de tensiune:

**tensiunea la bornele unei surse ideale de tensiune este independentă de curentul care o străbate**

(adică de circuitul extern). În particular, dacă se face un scurtcircuit (rezistență nulă) la bornele sale, curentul debitat devine infinit.

Pentru sursa ideală de tensiune se utilizează simbolurile din Fig. 2.2; în lucrările de teoria modernă a circuitelor și majoritatea manualelor și articolelor contemporane se folosește simbolul din desenul a). Un alt simbol des utilizat este cel din desenul b), care amintește de o baterie de elemente galvanice. Simbolul din desenul c) este cel recomandat de standardul european DIN dar este extrem de rar utilizat. De cele mai multe ori, pentru simplitate, în schemele electronice se obișnuiește să nu se mai deseneze sursele de alimentare, așa cum sunt ele legate, cu o bornă la masă, ci se desenează simbolul din Fig. 2.2 d) la nodurile unde sunt legate aceste surse, arătându-se astfel că potențialul acestora este menținut constant la valoarea  $+V$  (față de masă); frecvent, nici cerculețul nu se mai desenează, scriindu-se doar potențialul la care este menținut nodul respectiv. Noi vom utiliza sistematic simbolurile din desenele a) și d).

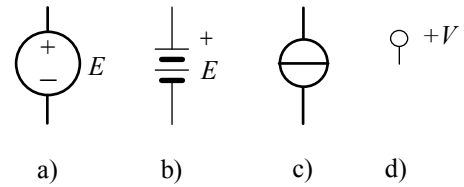


Fig. 2.2. Simboluri pentru sursa ideală de tensiune.

*Faptul că tensiunea la bornele sursei de alimentare nu depinde de intensitatea curentului este o proprietate esențială în aplicațiile practice. O treime din apartamentele unui cartier sunt alimentate de la aceeași sursă; imaginați-vă ce s-ar întâmpla dacă tensiunea de la priză ar scădea chiar și numai cu o zecime de volt pentru o variație de 1 A a curentului total (fiecare apartament poate contribui la aceasta variație cu cantitate între zero și câteva zeci de amperi).*

*Deși conceptul de sursă ideală de tensiune a apărut la început pentru modelarea generatoarelor galvanice, nu trebuie să numiți tensiunea de la bornele sale tensiune electromotoare. Sursa ideală de tensiune este un concept mult mai general și este utilizat, de exemplu, pentru modelarea unei diode semiconductoare în zona de străpungere inversă unde, oricât ne-am strădui, nu putem găsi nici urmă de tensiune electromotoare sau contraelectromotoare. Nici măcar la sursele de alimentare profesionale, care se apropie foarte mult de sursa ideală de tensiune, nu puteți vorbi de valoarea tensiunii electromotoare de la borne, factura de la compania de electricitate va arăta cu totul altceva.*

*Sursa ideală de tensiune controlează numai tensiunea la bornele sale, curentul este determinat de restul circuitului și poate avea oricare dintre cele două sensuri posibile. Sursa ideală de tensiune poate funcționa, astfel, atât ca generator de energie electrică cât și ca un consumator de energie electrică. Faptul că o numim în continuare sursă nu trebuie să vă mire, trebuie să aibă și ea un nume, așa cum ascensorului îi spuneți ascensor și când coboriți cu el.*

Electronica modernă poate realiza aparate numite **surse de alimentare (power supply** în limba engleză) a căror tensiune la borne să sufere variații fracționare infime ( $10^{-5}$  este o valoarea obișnuită), apropiindu-se astfel de aceea a sursei ideale de tensiune. Această comportare este, însă, întodeauna limitată la un anumit domeniu de intensități. Există, astfel, un **curent maxim** admis, dincolo de care sursa de alimentare încetează să mai păstreze constantă tensiunea, fie limitând curentul, fie întrerupându-l, pentru a se proteja. În Fig. 2.3 puteți vedea comportarea unei astfel de surse de alimentare, desenată cu linie groasă, în comparație cu cea a unei surse ideale, trasată cu linie subțire.

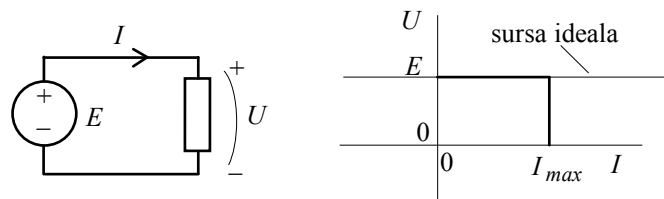


Fig. 2.3. Caracteristica tensiune-curent a unui alimentator electronic.

Un alt aspect important la o sursă de alimentare este comportarea la schimbarea sensului curentului, atunci când se leagă în circuitul extern o altă sursă cu tensiunea mai mare, în opoziție cu ea. De exemplu, în această situație, sursele de alimentare electronice, dacă nu se distrug, încetează să se mai comporte ca surse ideale, cel mai adesea nepermițând trecerea curentului.

Comportarea multor surse de alimentare reale nu se apropie de aceea a sursei ideale de tensiune și, adesea, acest lucru nici nu este necesar. Tensiunea la bornele lor are o valoare maximă atunci când sunt operate **în gol** (curent nul) și dar valoarea tensiunii scade la creșterea curentului. De cele mai multe ori, această dependență este **liniară** (de gradul întâi)

$$\boxed{U = U_{gol} - R_{int} \cdot I} \quad (2.1)$$

unde constanta  $R_{int}$  trebuie să aibă dimensiune de rezistență electrică. Relația precedentă, reprezentată grafic în Fig. 2.4 a), permite modelarea unei astfel de surse **liniare** cu o sursă ideală de tensiune în serie cu un rezistor a cărui valoare se spune că este **rezistența internă** a sursei (Fig. 2.4 b). Acest rezistor **nu există fizic în interiorul sursei**, el doar modelează scăderea tensiunii la borne care poate avea și alte cauze decât rezistența electrică a circuitului intern.

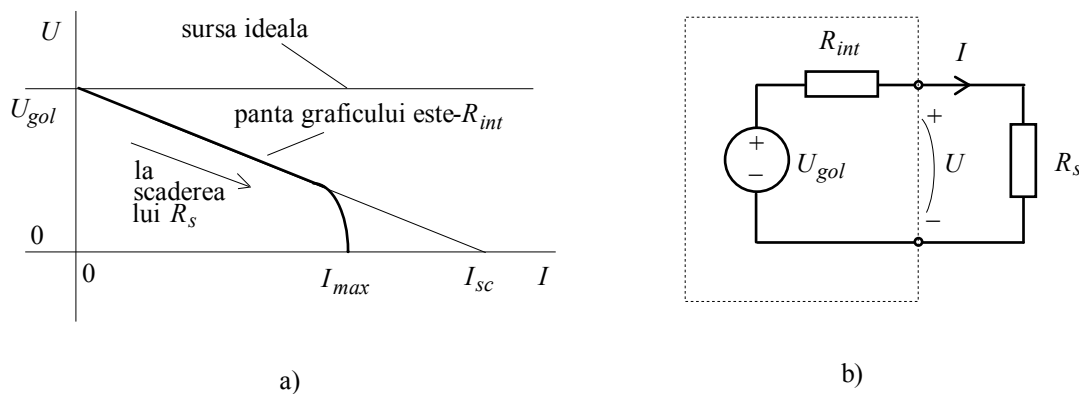


Fig. 2.4. Caracteristica tensiune-curent a unui generator cu comportare liniară.

Schema din desenul b) **modelează numai dependența  $U(I)$**  și, corespunzător, **schimbul de energie între generator și restul circuitului**; ea nu spune nimic despre bilanțul energetic intern al generatorului, adică despre energia neelectrică ce este convertită în energie electrică; tensiunea  $U_{gol}$  **nu trebuie privită ca o tensiune electromotoare care ar rămâne constantă**, pentru că scăderea tensiunii la borne din desenul a) poate fi produsă inclusiv de scăderea tensiunii electromotoare la creșterea curentului. S-ar putea obiecta că la regimul de gol tensiunea electromotoare chiar este egală cu  $U_{gol}$ , dar acest lucru este complet neinteresant deoarece nu am cumpărat sursa de alimentare ca să o ținem în dulap în regim de gol și să putem spune fericiți "acum suntem siguri că tensiunea electromotoare este 4.5 V".

Valoarea rezistenței interne se poate determina din valoarea **curentului de scurtcircuit** (la  $U = 0$ )

$$\boxed{I_{sc} = \frac{U_{gol}}{R_{int}}}, \quad (2.2)$$

dar în practică acest curent este rareori măsurabil direct, deoarece **sursele reale încetează să se comporte liniar la valori mari ale curentului.**

Strict vorbind, nici un circuit electronic nu se comportă, nici măcar pe un domeniu limitat de curent, exact ca o sursă ideală de tensiune, prezentînd o anumită rezistență internă nenulă. Dacă aceasta este foarte mică, pentru **dispozitivul real** se utilizează denumirea de **sursă de tensiune**. De multe ori, acolo unde nu există pericol de confuzie, vom numi, pentru simplificarea exprimării, chiar și sursa ideală de tensiune, sursă de tensiune.

Nu trebuie să rămînem cu impresia că toate sursele de alimentare sunt liniare. În Fig. 2.5 este reprezentată dependența tensiunii pentru un generator fotoelectric (fotocelulă sau fotodiodă). Deși putem vorbi despre tensiune în gol și curent de scurtcircuit, dependența nu este liniară și dispozitivul **nu poate fi modelat** cu o rezistență internă, ca în paragrafele precedente.

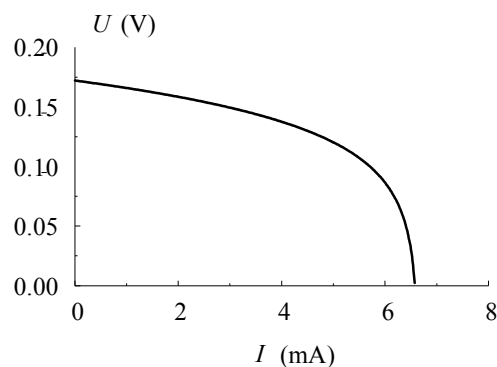


Fig. 2.5. Caracteristica tensiune-curent a unui fotoelement.

## B. Reprezentarea Thévenin

În scrierea relației (2.1) nu a intervenit în nici un fel faptul că circuitul pe care îl descrie era o sursă de alimentare. Singura condiție impusă a fost ca circuitul să se comporte **liniar**: aceasta înseamnă că reprezentarea printr-o sursă ideală de tensiune în serie cu un rezistor este valabilă pentru orice circuit liniar accesibil la două borne (Fig. 2.6), rezultat ce este cunoscut ca **teorema Thévenin**.

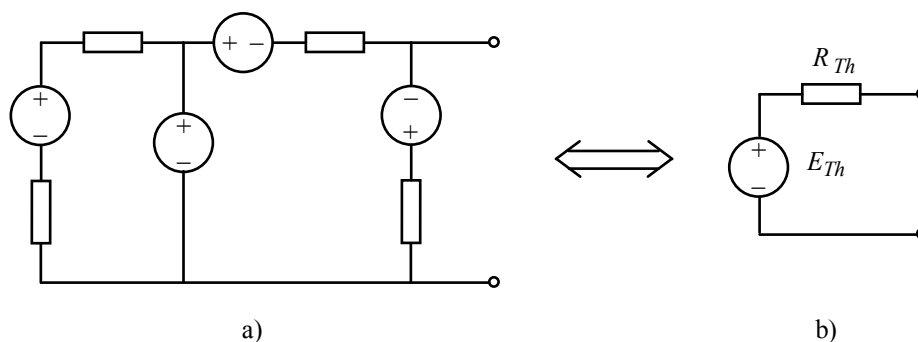


Fig. 2.6. Reprezentarea Thévenin a unui circuit liniar, accesibil la două borne.

*Formulată mai întâi în 1853 de către Hermann von Helmholtz într-un articol despre "electricitatea animală", teorema a fost redesoperită 30 de ani mai târziu, în 1893, de către inginerul francez Leon Charles Thévenin care lucra în domeniul telegrafiei. Demonstrația simplă dată de Thévenin și utilizarea ei de către acesta în descrierea circuitelor complicate pe care începea să le utilizeze telegraful electric a făcut ca teorema să poarte numelui lui.*

Utilitatea teoremei este dată de faptul că **un circuit**, oricît de complex, **alcătuit numai din elemente liniare, este la rîndul său liniar**, deci poate fi echivalat cu o sursă ideală de tensiune și un rezistor. Într-adevăr, oricît am complica circuitul din Fig. 2.6 a), prin adăugarea de surse ideale de tensiune și rezistoare, el nu poate face **în exteriorul său** decît ceea ce face circuitul său echivalent din desenul b) al

aceleiași figuri; orice efort de modificare a circuitului nu produce decât schimbarea celor două mărimi fizice care îi descriu funcționarea, tensiunea și rezistența Thévenin.

Conform celor spuse anterior, **tensiunea Thévenin  $E_{Th}$  este chiar tensiunea în gol** iar curentul de scurtcircuit între borne este  $E_{Th}/R_{Th}$ . Vom vedea mai târziu cum se determină în practică rezistența Thévenin. Acum să ne întrebăm de ce este util să cunoaștem această rezistență. Răspunsul este simplu: pentru că circuitul nu este operat niciodată în regim de gol, ci prin conectarea unei rezistențe de sarcină, a cărei valoare se poate modifica în timpul funcționării. În acest caz, tensiunea la borne nu va fi tensiunea  $E_{Th}$  (de mers în gol) ci

$$U = E_{Th} \frac{R_s}{R_s + R_{Th}} \quad (2.3)$$

Dacă, de exemplu, rezistența de sarcină este egală chiar cu rezistența Thévenin, vom obținem la borne numai jumătate din tensiunea măsurată în gol iar, la variația sarcinii, variația relativă a tensiunii pe sarcină va fi  $\frac{dU}{U} \cong \frac{dR_s}{R_s}$ . În cazul în care rezistența de sarcină va fi de zece ori mai mare decât rezistența Thévenin, tensiunea la borne va fi aproximativ egală cu tensiunea în gol (de fapt  $1/1.1 \cong 0.91$  din aceasta). La variația rezistenței de sarcină, variația relativă a tensiunii la borne va fi acum  $\frac{dU}{U} \cong \frac{1}{10} \frac{dR_s}{R_s}$ , de zece ori mai mică decât înainte.

### C. Sursa ideală de curent; reprezentarea Norton

Există, însă, anumite circuite pentru care echivalarea Thévenin, deși posibilă, este incomodă. De exemplu, pentru circuitul cu tranzistor din Fig. 2.7 a), dependența tensiunii pe rezistența de sarcină arată ca în desenul b) al figurii. Circuitul se comportă liniar în condiții apropiate de scurtcircuit (regiunea din caracteristică încadrată în dreptunghiul hașurat) dar încetează să facă asta când tensiunea la bornele sale crește (prin creșterea rezistenței din circuitul extern). Tensiunea echivalentă Thévenin, obținută prin extrapolarea dependenței liniare, are o valoare de sute de volți, pe când comportarea liniară încetează deja la 10 V. Astfel, pentru utilizatorul circuitului, tensiunea Thévenin își pierde semnificația de tensiune care se măsoară în gol.

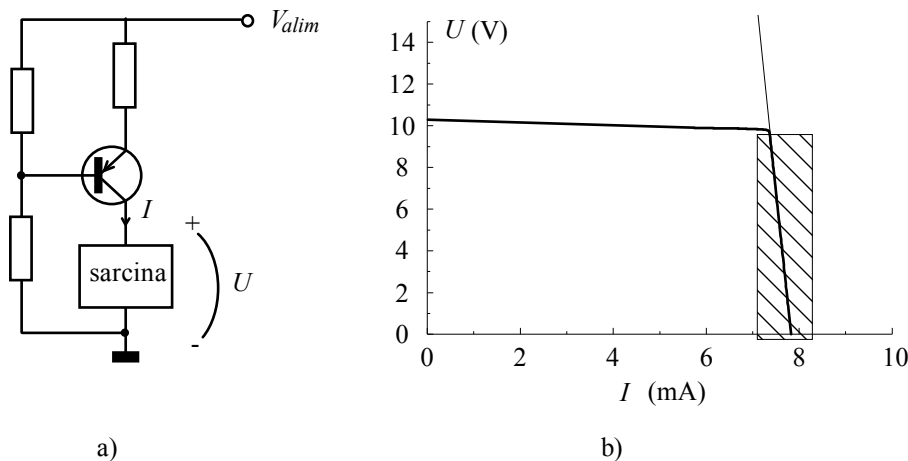


Fig. 2.7. Caracteristica tensiune-curent a sursei de curent cu tranzistor.



Din acest motiv, în regiunea specificată a caracteristicii, se utilizează o echivalare duală a celei Thévenin, justificată de **teorema Norton**. Ea a apărut în anul 1926, într-un raport tehnic intern al inginerului Edward Lawry Norton de la Bell Laboratory și, aproape simultan, într-un articol al fizicianului german Hans Ferdinand Mayer de la firma Siemens. Teorema se bazează pe un alt element ideal de circuit, **sursa ideală de curent**:

**sursa ideală de curent debitează un curent cu intensitatea independentă de tensiunea la bornele sale**

adică de circuitul extern conectat la bornele sale.

*Sursa ideală de curent nu este un concept așa de straniu cum pare multor încropitori de capitolă sau manuale de electricitate de pe la noi, autori care cred că "orice generator electric este caracterizat de tensiunea electromotoare și rezistența sa internă". La viteză constantă a benzii transportoare și cu un rezistor conectat între poli, binecunoscutul generator Van der Graaf este o sursă de curent aproape ideală.*

Pentru sursa ideală de curent sunt utilizate simbolurile din Fig. 2.8. Cărțile de teoria modernă a circuitelor, ca și imensa majoritatea a lucrărilor contemporane, folosesc simbolul din desenul a). În unele lucrări mai puteți întâlni și simbolul din desenul b) care seamănă cu un transformator. Standardul european DIN recomandă simbolul din desenul c), dar acesta este extrem de rar utilizat. Noi vom folosi sistematic numai simbolul din desenul a).

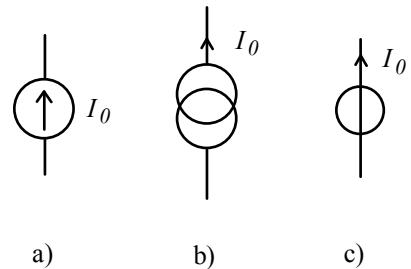


Fig. 2.8. Simboluri acceptate pentru sursa ideală de curent

*Pentru dumneavoastră, care ați făcut liceul în România, simbolul din Fig. 2.8 a) este o veche cunoștință; l-ați întâlnit în manualele de fizică sub numele de "generator" și avînd scrise lîngă el tensiunea electromotoare și rezistența internă. Această năzdrăvănie se datorează originalității unor corifei ai școlii de ingineri de pe Dîmbovița care, în ciuda unor lucrări clasice traduse în română și a unor cărți excelente ale unor profesori români<sup>1</sup>, au adoptat acest simbol pentru sursa ideală de tensiune. Probabil că acești autori, după ce își cumpără baterii pentru telecomandă, șterg cu înverșunare semnele + și -, desenează pe ele săgeata și apoi se gîndesc la "sensul tensiunii electromotoare" care ar face telecomanda să funcționeze. Și cum cei cîțiva fizicieni, autori ai capitolălor de electricitate din manualele preuniversitare, nu au citit decît electronică de Dîmbovița, simbolul a ajund repede în școlile generale și licee, odată cu pudoarea care le-a interzis să mai deseneze explicit rezistența internă în serie cu sursa ideală de tensiune. Astfel, pălăvrăgeala de acolo despre "tensiunea internă" și "tensiunea externă" începe să semene cu literatura absurdului.*

*Sursa ideală de curent nu controlează decît intensitatea curentului, tensiunea la bornele sale este determinată de restul circuitului. Astfel, această tensiune poate avea oricare din cele două polarități, sursa ideală de curent putînd funcționa atît ca generator de energie electrică cît și ca un consumator de energie electrică.*

*Dacă am fi acceptat să numim tensiune electromotoare tensiunea de la bornele sursei ideale de tensiune, ar fi fost acum natural să vorbim despre curentul electromotor al sursei ideale de curent ?*

<sup>1</sup> De exemplu Gh. Cartianu, M. Săvescu, I. Constantin, D. Statomir, "Semnale, circuite și sisteme", Ed. Didactică și Pedagogică, București, 1980.



- a) surse ideale de tensiune comandate de o tensiune electrică între două puncte oarecare ale circuitului (**VCVS - Voltage Controlled Voltage Source** în limba engleză);
- a) surse ideale de tensiune comandate de intensitatea unui curent electric din circuit (**ICVS - Intensity Controlled Voltage Source** în limba engleză);
- a) surse ideale de curent comandate de o tensiune electrică între două puncte oarecare ale circuitului (**VCIS**);
- a) surse ideale de tensiune comandate de intensitatea unui curent electric din circuit (**ICIS**).

Deși lucrările pretențioase utilizează pentru sursele controlate alte simboluri decât pentru cele independente, noi vom proceda ca în multe lucrări (la fel de serioase ca primele), folosind aceleași simboluri pentru sursele constante, cu variație independentă sau surse controlate. Textul va elimina orice posibilitate de confuzie.

### D. Rezistența echivalentă

Am văzut că un circuit liniar accesibil la două borne poate fi echivalat atât cu un circuit serie Thévenin cât și cu unul paralel Norton. În ambele reprezentări, **valoarea rezistenței utilizate pentru modelare este aceeași**; din acest motiv nu o vom mai numi rezistență Thévenin sau Norton ci, pur și simplu **rezistența echivalentă**.

Cum se poate determina aceasta pentru un circuit real sau unul pentru care avem schema ? Prima soluție este legată direct de dependența **tensiunii la borne de intensitatea curentului** (Fig. 2.4). Dacă avem un circuit real, modificăm valoarea rezistenței de sarcină, trasăm experimental graficul  $U = f(I)$ , identificăm regiunea de funcționare liniară și calculăm acolo panta graficului

$$\boxed{R_{echiv} = -\Delta U / \Delta I} \quad (2.4)$$

Dacă avem schema unui circuit, lăsăm rezistența de sarcină ca variabilă și calculăm **teoretic (analiza circuitului)** dependența tensiunii la borne în funcție de intensitate  $U = f(I)$ : va trebui să obținem o dependență liniară de tipul  $U = U_{gol} - R_{echiv} I$ . Această procedură este destul de laborioasă și, din acest motiv, vom căuta altele mai simple.

O a doua variantă este utilizarea relației  $R_{echiv} = U_{gol} / I_{sc}$ , tensiunea în gol și curentul de scurtcircuit putând fi calculate teoretic. Sunt două calcule, spre deosebire de unul singur implicat de găsirea relației  $U = f(I)$ , dar acestea sunt efectuate în regimuri particulare și **analiza este mai simplă**. Aceeași relație  $R_{echiv} = U_{gol} / I_{sc}$  poate fi utilizată pentru un circuit real, **dacă acesta se comportă liniar pe toată regiunea de la regimul de gol la cel de scurtcircuit**; determinarea experimentală a tensiunii în gol și a curentului de scurtcircuit sunt operații simple și rapide.

Pentru a descoperi ultima variantă, să ne întrebăm cum măsoară un ohmetru valoarea unei rezistențe. El are o sursă de alimentare proprie și stabilește prin rezistența care trebuie măsurată un **regim de curent continuu**; determină apoi valorile tensiunii pe rezistență și a curentului și face raportul  $R = U/I$ . Să privim acum la cele două circuite echivalente, Thévenin și Norton. Am putea să utilizăm aceeași metodă, legând un ohmetru la borne ? Evident că nu, deoarece **ele sunt active**, în afara curentului produs de ohmetru ar circula și curentii produși de sursa Thévenin sau sursa Norton. Dar dacă aceste surse ar avea câte un buton de un am putea regla  $E_{Th} = 0$  și  $I_N = 0$  ? Ne putem da seama imediat că acum metoda funcționează. Ceea ce am făcut noi se numește **pasivizarea surselor** (Fig. 2.10): sursa ideală de tensiune are tensiune nulă la borne, deci poate fi înlocuită cu un scurtcircuit (conductor fără rezistență) iar sursa ideală de curent are curentul nul, deci

poate fi înlăturată pur și simplu. Pentru schemele circuitelor, pasivizarea surselor conduce adesea la grupări serie și paralel de rezistențe, astfel încât o simplă privire conduce la expresia rezistenței echivalente; în exemplul din Fig. 2.10 aceasta este  $R_4$  în paralel cu  $(R_1 + R_2 + R_3)$ . În jargonul electroniștilor se spune că la aceste borne se "vede" rezistența  $R_{echiv}$ , cu semnificația că, după pasivizare, ohmetrul chiar măsoară această rezistență între bornele respective. Simbolul utilizat pentru a arăta bornele între care se vede această rezistență echivalentă este prezentat în desenul c) al figurii.

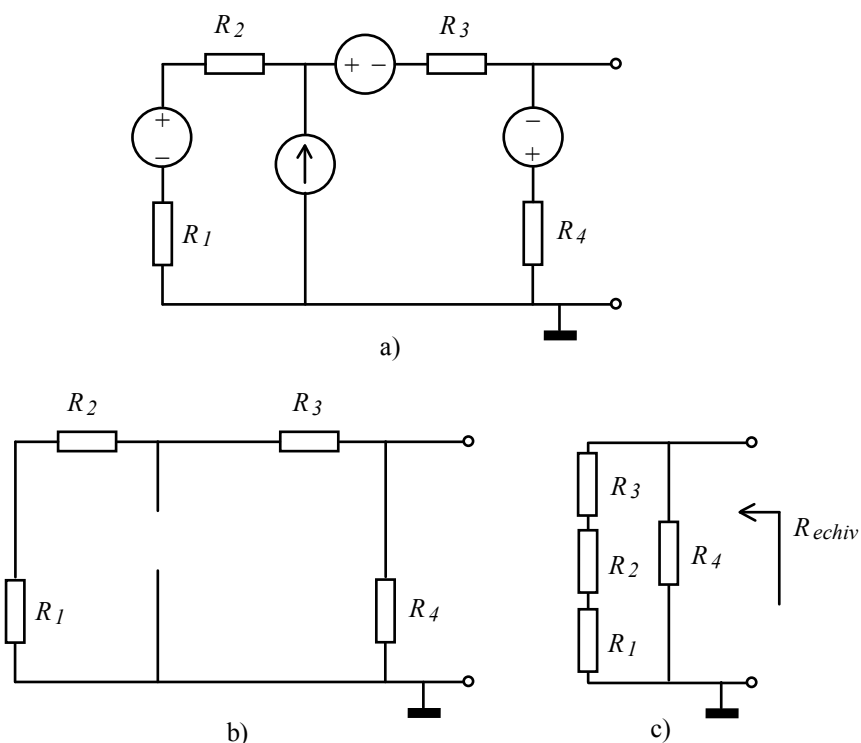


Fig. 2.10. Pasivizarea surselor pentru calculul rezistenței echivalente.

## E. Divizorul rezistiv

Un circuit electronic este alimentat, de regulă, de la una sau două surse de alimentare cu tensiune continuă, cel mai adesea de la una singură. Diferitele componente au însă nevoie de tensiuni de valori diferite și este total neeconomic să utilizăm câte o sursă de alimentare pentru fiecare. **Divizorul rezistiv** ne permite realizarea, pornind de la o sursă de alimentare cu tensiunea  $V_{alim}$ , a unei surse echivalente, cu orice tensiune Thévenin dorim, între zero și  $V_{alim}$ . Vom vedea însă că noua sursă **nu mai este una ideală de tensiune**; putem, însă, micșora rezistența ei echivalentă plătit un anumit preț: trecerea unui curent de intensitate mare prin rezistențele divizorului.

Divizorul rezistiv din Fig. 2.11 a), **conectat la sursa de alimentare**, poate fi echivalat Thévenin între bornele sale de acces masa și nodul A, ca în desenul b) al figurii. În gol, același curent străbate rezistențele și regula de trei simplă conduce la valoarea tensiunii Thévenin

$$U_{gol} = V_{alim} \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (2.5)$$

cu valori între zero și tensiunea de alimentare.

Rezistența echivalentă se calculează ușor prin pasivizare, dacă nu uităm că, deși nu este desenat explicit, sursa ideală de tensiune **este legată cu un capăt la masă** (desenul c). Astfel,

rezistența echivalentă a divizorului rezistiv este egală cu **combinația paralel** a celor două rezistențe

$$R_{echiv} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \quad (2.6)$$

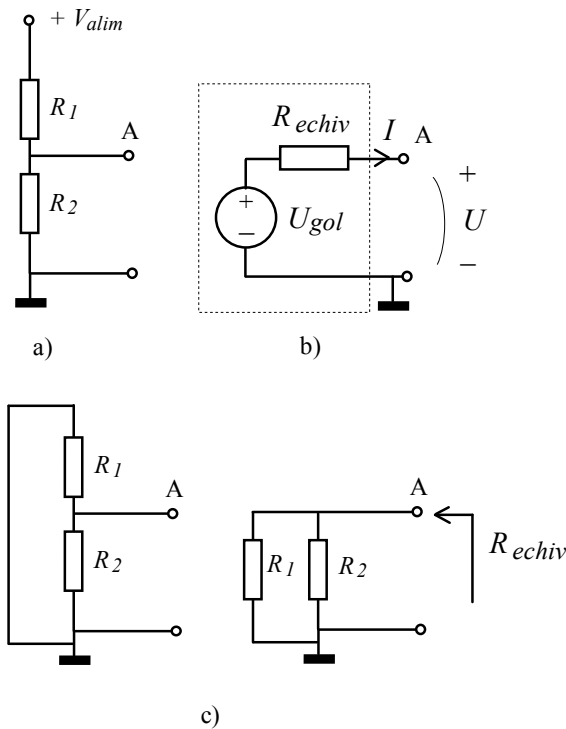


Fig. 2.11. Divizorul rezistiv.

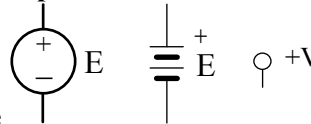
Presupunem că într-o aplicație dorim să obținem o anumită tensiune în gol  $U_{gol}$ ; atunci, conform ecuației (2.5), între cele două rezistențe trebuie să existe relația  $R_1 = mR_2$  cu  $m = V_{alim}/U_{gol} - 1$ . Rezistența echivalentă se obține ca  $R_{echiv} = R_2 \frac{m}{m+1}$  și, dacă dorim micșorarea ei de un număr de  $N$  ori pentru a ne apropia de o sursă ideală de tensiune, păstrând însă valoarea tensiunii Thévenin, trebuie să micșorăm ambele rezistențe în aceeași proporție. Din acest motiv, **curentul care va circula prin divizor (în condiții de gol) va fi și el de  $N$  ori mai mare**. Aceasta poate constitui un impediment atât pentru sursa de alimentare cât și prin faptul că va trebui să utilizăm rezistoare capabile să disipe o putere mai mare. În practică se realizează, de obicei, următorul compromis: rezistența echivalentă a divizorului se ia cel mult egală cu o zecime din rezistența sarcinii care va fi alimentată. În acest mod, tensiunea obținută nu diferă cu mai mult de o zecime de tensiunea în gol, ceea ce este un rezultat adesea mulțumitor și divizorul lucrează practic "neîncărcat". Atunci când sarcina nu este rezistivă dar se cunoaște curentul pe care îl

va absorbi ea când va fi alimentată, curentul prin divizor se alege să fie suficient de mare (cel puțin de zece ori mai mare) decât curentul prin sarcină.

## Enunțuri frecvent utilizate

(atît de frecvent încît merită să le memorați)

-Tensiunea la bornele unei surse ideale de tensiune este independentă de curentul care o străbate.



- Pentru sursa ideală de tensiune se utilizează simbolurile

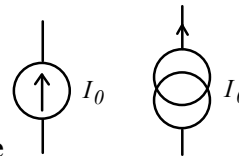
- La un generator electric liniar, tensiunea la borne are dependența

$$U = U_{gol} - R_{int} \cdot I$$

- Orice dipol liniar poate fi echivalat (Thévenin) cu o sursă ideală de tensiune legată în serie cu o rezistență; valoarea sursei este egală cu tensiunea în gol iar valoarea rezistenței este legată de curentul de scurtcircuit prin relația

$$R_{echiv} = U_{gol} / I_{sc}.$$

-Sursa ideală de curent debitează un curent cu intensitatea independentă de tensiunea la bornele sale.



- Pentru sursa ideală de curent se utilizează simbolurile

- Orice dipol liniar poate fi echivalat (Norton) cu o sursă de ideală de curent legată în paralel cu o rezistență; valoarea sursei este egală cu intensitatea curentului de scurtcircuit iar valoarea rezistenței este aceeași de la reprezentarea Thévenin.

- Dacă avem dependența funcțională  $U = f(I)$  de la bornele unui dipol, rezistența echivalentă (aceeași în ambele reprezentări, Thévenin și Norton) se determină din relația

$$R_{echiv} = -\Delta U / \Delta I.$$

-Tensiunea de ieșire a unui divizor rezistiv, fără sarcină, se obține cu regula de trei simplă.

- Rezistența echivalentă a unui divizor (la bornele de ieșire) este egală cu combinația paralel a rezistențelor ce alcătuiesc divizorul.

- Dacă rezistența de sarcină este mult mai mare decît rezistența echivalentă a divizorului, atunci conectarea acesteia nu modifică semnificativ tensiunea de ieșire a divizorului; el funcționează practic "neîncărcat", furnizînd aproximativ tensiunea de mers în gol.

## Termeni noi

<b>-sursă ideală de tensiune</b>	dipol a cărui tensiune la borne este independentă de curent
<b>-sursă de tensiune</b>	dispozitiv real de circuit a cărui funcționare se apropie de aceea a sursei ideale de tensiune;
<b>-generator liniar</b>	generator electric a cărui tensiune la borne scade liniar la creșterea curentului;
<b>-sursă ideală de curent</b>	dipol prin care curentul are o intensitate independentă de tensiunea la borne;
<b>- sursă de curent</b>	dispozitiv real de circuit a cărui funcționare se apropie de aceea a sursei ideale de curent;
<b>-rezistență echivalentă</b>	valoarea rezistenței care apare în reprezentările Thévenin și Norton ale unui circuit liniar accesibil la două borne;
<b>-rezistență văzută la două borne</b>	rezistența echivalentă a circuitului, considerat accesibil numai la acele borne;
<b>- divizor rezistiv</b>	subcircuit format din două rezistențe și alimentat la o sursă de tensiune; potențialul (față de masă) al punctului median este cuprins între zero și potențialul alimentării, fiind dictat de raportul celor două rezistențe; divizorul rezistiv este utilizat pentru a produce, pornind de la o sursă de alimentare, "surse de tensiune" cu valori mai mici.

## Problemă rezolvată

Un circuit electronic este alimentat la tensiunea  $V_{alim} = +12\text{ V}$ . Un anumit dispozitiv, legat cu o bornă la masă are nevoie la cealaltă bornă (notată cu A) de un potențial  $V_A = 4\text{ V}$  și va absorbi din acel nod un curent de cel mult  $0.1\text{ mA}$ . Proiectați un divizor rezistiv care să realizeze acest lucru. Vom fi mulțumiți dacă potențialul aceluși nod va fi predictibil cu o precizie de  $10\%$ .

### Rezolvare

Potențialul la borna A este măsurat față de masă; vom monta și noi divizorul cu un capăt la masă și unul la tensiunea de alimentare, ca în Fig. 2.12. }tim că putem obține la borna sa de ieșire orice valoare între zero și  $V_{alim}$ . Îl vom proiecta astfel încât tensiunea sa în gol să aibă valoarea cerută de  $4\text{ V}$ . Pe rezistența  $R_1$  trebuie să cadă diferența pînă la  $V_{alim} = +12\text{ V}$ , adică  $8\text{ V}$ ; regula de trei simplă ne conduce la raportul  $R_1/R_2 = 2$ . Mai rămîne să stabilim valorile acestor rezistențe. Cum precizia cerută este de  $10\%$ , vom trimite prin divizorul în gol un curent cel puțin de zece ori mai mare decît valoarea maximă ce se va extrage de la borna sa de ieșire, adică vom trimite cel puțin  $1\text{ mA}$ . Aceasta înseamnă că suma  $R_1 + R_2$  va trebui să fie mai mică decît  $12\text{ V}/1\text{ mA} = 12\text{ k}\Omega$ .

Avem, pentru cele două rezistențe constrîngerile

$$\begin{aligned} R_1 &= 2R_2 \\ R_1 + R_2 &= 3R_2 < 12\text{ k}\Omega \end{aligned} \quad (9)$$

care conduc la  $R_2 < 4\text{ k}\Omega$ . Rezistoarele oferite de producătorii de componente sunt disponibile în anumite game de toleranță, pentru fiecare gamă valorile centrale fiind standardizate (vezi Anexa 1). Astfel, pentru gama de toleranță  $\pm 10\%$ , avem disponibilă seria de valori E12

1.0    1.2    1.5    1.8    2.2    2.7    3.3    3.9    4.7    5.6    6.8    8.2

Dacă avem un rezistor pe care scrie  $2.2\text{ k}\Omega$ , aceasta nu înseamnă că **valoarea lui este cunoscută cu precizie de  $0.1\text{ k}\Omega$ , fiind undeva între  $2.1\text{ k}\Omega$  și  $2.3\text{ k}\Omega$** . Puteți să vă întrebați, pe bună dreptate, de ce nu se respectă regula cifrelor semnificative. Răspunsul e simplu, pentru că producătorul nu ne spune că  $2.2\text{ k}\Omega$  este **valoarea măsurată** a exemplarului pe care îl deținem ci că trebuie să ne așteptăm la o distribuție întâmplătoare a valorilor, distribuție **centrată pe  $2.2\text{ k}\Omega$  și cu lărgimea de  $\pm 10\%$** . Rezistorul pe care îl avem are **cu siguranță** valoarea între  $2.0\text{ k}\Omega$  și  $2.4\text{ k}\Omega$ .

Pentru economie, vom proiecta mai întîi cu rezistoare în această toleranță. Încercăm să găsim două valori care să se apropie cît mai mult de raportul 2 și să îndeplinească și condiția  $R_2 < 4\text{ k}\Omega$ . Alegem  $R_2 = 3.3\text{ k}\Omega$  și  $R_1 = 6.8\text{ k}\Omega$ . Să vedem la ce putem să ne așteptăm datorită împrăstierii valorilor. Expresia valorii tensiunii în gol este

$$U_{gol} = V_{alim} \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

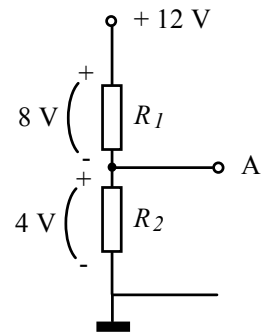


Fig. 2.12.



și are valoarea maximă când  $R_2$  atinge limita superioară și, simultan,  $R_1$  atinge limita sa inferioară; astfel, cea mai mică valoare în gol va fi

$$U_{gol\ max} = 12\ V \cdot \frac{3.6}{6.1 + 3.6} = 4.5\ V;$$

Pe de altă parte, tensiunea în gol atinge valoarea minimă când  $R_2$  atinge limita inferioară și, simultan,  $R_1$  atinge limita sa superioară

$$U_{gol\ min} = 12\ V \cdot \frac{3.0}{7.5 + 3.0} = 3.4\ V.$$

Ceea ce am făcut acum se numește **analiza cazurilor cele mai defavorabile (worst case analysis)** și ea arată că luând rezistoare la întâmplare dintre cele cumpărate, obținem valori ale tensiunii în gol împrăștiate între 3.4 V și 4.5 V.

Dacă nu suntem mulțumiți cu asta, avem două posibilități:

- în cazul în care construim unul sau câteva circuite, putem să sortăm, în prealabil, rezistoarele, dacă am avut grijă să cumpărăm mai multe;

- în cazul unei producții de serie va trebui să utilizăm rezistoare cu gamă de toleranță mai strânsă, de exemplu  $\pm 5\%$ ,  $\pm 2\%$  sau  $\pm 1\%$ ; ele vor fi, însă, din ce în ce mai scumpe.

Dacă ne-am hotărât pentru gama de  $\pm 5\%$ , din seria de valori E24, aferentă ei, alegem  $R_2 = 1.1\ k\Omega$  și  $R_1 = 2.2\ k\Omega$  (pentru a avea un raport de doi); analiza cazurilor cele mai defavorabile conduce acum la

$$U_{gol\ max} = 12\ V \cdot \frac{1.16}{2.09 + 1.16} = 4.28\ V$$

și

$$U_{gol\ min} = 12\ V \cdot \frac{1.045}{2.31 + 1.045} = 3.74\ V.$$

Ultimul aspect care trebuie luat în considerație în proiectare este disiparea de putere. Curentul de  $12\ V / 3.3\ k\Omega = 3.6\ mA$ , va disipa pe întregul divizor o putere de  $12\ V \cdot 3.6\ mA = 43\ mW$ . Putem utiliza, astfel, chiar rezistoare miniatură care disipă cel puțin 250 mW.

## Probleme propuse

**P 2.1.** Deși datorită randamentului mic nu sunt utilizate în practică, există sisteme fizice care pot transforma energia mecanică **direct** în energie electrică de curent continuu nepulsatoriu. Unul din acestea (reprezentat în Fig. 2.13) l-ați întâlnit în problemele de inducție electromagnetică: un disc metallic de rază  $l$  este rotit cu viteza unghiulară  $\omega$  într-un câmp magnetic omogen și constant în timp de inducție  $B$ . Tensiunea electrică este culeasă cu două contacte alunecătoare, unul pe ax iar celălalt la circumferința discului. Calculând tensiunea electromotoare produsă, obțineți relația  $E = \frac{1}{2} B l^2 \cdot \omega = \alpha \cdot \omega$ . Pe de altă parte, dacă

circuitul extern este închis și parcurs de curentul  $I$ , momentul mecanic de "rezistență" la rotație este  $M_{em} = \frac{1}{2} B l^2 \cdot I = \beta \cdot I$ . Momentul forțelor de frecare, care se opune și el mișcării, are expresia  $M_f = \gamma \cdot \omega$ , cu  $\gamma$  o constantă. Presupunem că forța externă care

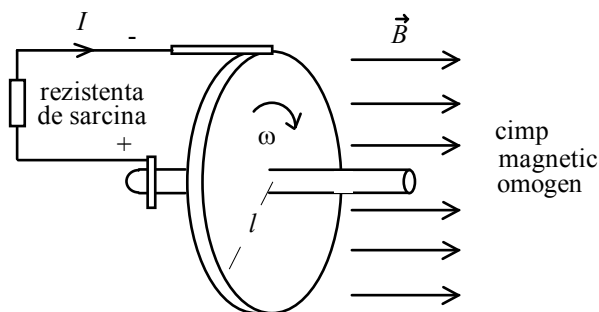


Fig. 2.13.

învîrte discul are momentul  $M_0$  **constant**. Calculați:

a) tensiunea electromotoare de mers în gol (numai frecarea limitează viteza de rotație);  
 b) tensiunea electromotoare produsă atunci când de la generator se "extrage" curentul de intensitate  $I$ ;  
 c) reprezentați grafic dependența  $E = f(I)$ ;  
 d) se comportă generatorul în condițiile din problemă liniar ?  
 e) ce semnificație are aici "rezistența internă a generatorului" ?  
 f) calculați valoarea acestei rezistențe interne dacă  $B = 0.1 \text{ T}$ ,  $l = 0.1 \text{ m}$ .  
 g) ce ar trebui să facem ca tensiunea electromotoare să rămână constantă ?

**P 2.2.** Un circuit de curent continuu conține numai surse ideale de tensiune, surse ideale de curent și rezistoare. Una din rezistențe este reglabilă. Puteți argumenta că dependența între curentul prin acea rezistență și tensiunea la bornele ei trebuie să fie obligatoriu o funcție de gradul întâi (liniară) ? Gîndiți-vă la ecuațiile ce trebuie scrise pentru a alcătui un sistem care să conducă la valorile tuturor curenților (legea Ohm, ecuațiile ce descriu funcționarea surselor, legile lui Kirchhoff).

**P 2.3.** La bornele unei surse ideale de tensiune se leagă un dipol (liniar sau neliniar). Cu ce este echivalentă această grupare paralel ? Ce puteți spune, însă, despre aceeași situație în care este implicat un dispozitiv real, care numai pentru  $I \in (0; 5 \text{ A})$  se comportă ca o sursă ideală de tensiune.

**P 2.4.** Revenind la problema precedentă, ce ar trebui să fie dipolul pentru ca legea lui de funcționare să conducă la un conflict cu sursa ideală de tensiune ?

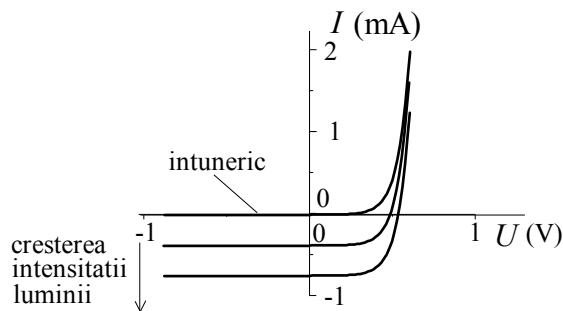
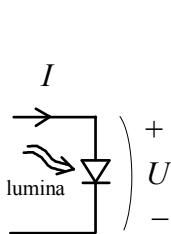
**P 2.5.** În serie cu o sursă ideală de curent se leagă un dipol. Cu ce este echivalentă combinație serie a acestor elemente ? Ce se poate întâmpla, însă, în cazul real al unui dipol care se comportă ca sursă de curent numai dacă tensiunea la bornele sale este cuprinsă într-un anumit interval ?

**P 2.6.** Ce fel de dipol este interzis să legăm în serie cu o sursă ideală de curent ?

**P 2.7.** Caracteristica statică a unei fotodiode, în condiții constante de iluminare, arată ca în Fig. 2.14, unde sunt date și sensurile de referință pentru curent și tensiune, utilizate la desenarea caracteristicii.

a) Identificați porțiunea de caracteristică unde fotodiada poate fi modelată (aproximativ) cu o sursă ideală de tensiune. Stabiliți valorile curentului pentru care acest model este corect și desenați alături fotodiada și modelul ei echivalent.

b) Identificați porțiunea de caracteristică unde fotodioda poate fi modelată cu o sursă ideală de curent. Stabiliți valorile tensiunii pentru care acest model este corect și desenați alături de fotodioda și modelul ei echivalent.



a)

b)

c) Pe porțiunea unde fotodioda se comportă ca o sursă ideală de curent, intensitatea curentului este proporțională cu iluminarea și, pe această regiune a caracteristicii, ea este utilizată ca traductor.

Osciloscopul, cu care vrem să vizualizăm evoluția intensității luminii, este, însă, **un voltmetru**. Desenați un circuit (conținând o sursă de tensiune, fotodioda și un rezistor) în care o tensiune electrică să fie proporțională cu intensitatea luminii. În foaia de catalog a fotodiodei este specificată o sensibilitate de  $100 \frac{\mu A}{\mu W/m^2}$ .

Stabiliți valoarea rezistenței pentru ca osciloscopul să măsoare o tensiune de 1 V dacă fotodioda este supusă unei iluminări de  $5 \mu W/m^2$ .

**P 2.8.** Fabricanții de componente semiconductoare oferă niște dispozitive cu două borne, numite **diode stabilizatoare de curent (current-regulator diodes)** care nu sunt altceva decât niște **tranzistoare JFET** (vom vedea mai târziu ce sunt acestea) cu două dintre cele trei terminale scurtcircuitate între ele. Cu o tensiune aplicată având polaritatea din Fig. 2.15 a) și valoarea între 2 V și 100 V, ele se comportă ca niște **surse de curent**. Totuși, funcționarea lor nu este identică cu a unor surse ideale, pentru echivalarea lor Norton fiind nevoie și de o rezistență de ordinul a 1 MΩ. Dacă un astfel de dispozitiv, cu o intensitate nominală de 1 mA, este legat într-un circuit ca în Fig. 2.15 b), iar sarcina își modifică în timp caracteristica astfel încât tensiunea pe stabilizatorul de curent nu variază cu mai mult de 10 V, calculați cu ce precizie relativă rămâne constant curentul prin sarcină.

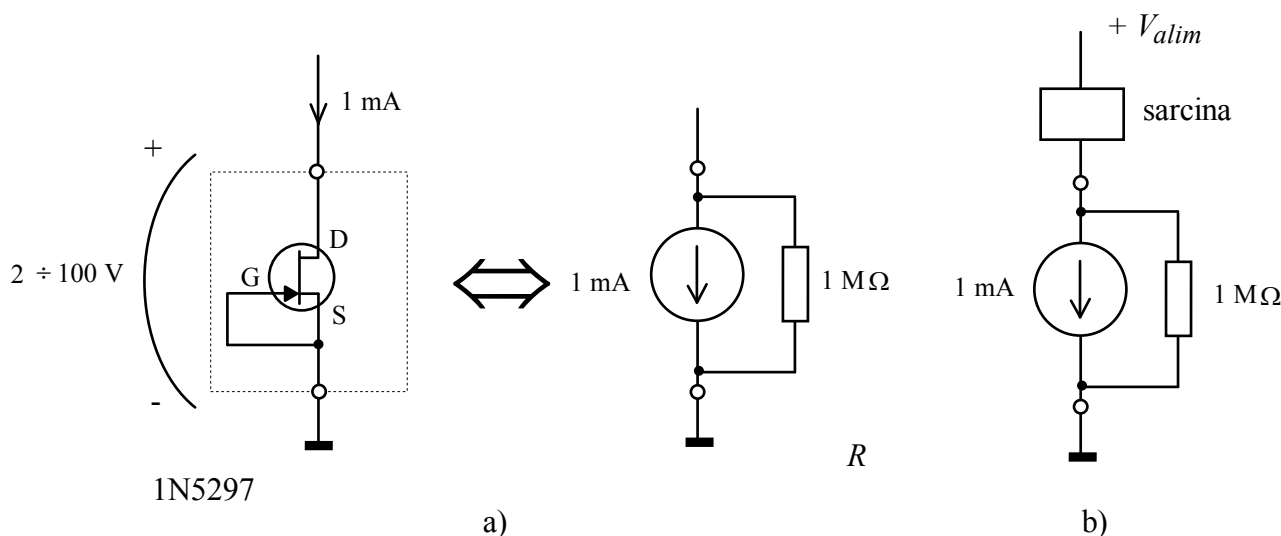


Fig. 2.15.

**P 2.9.** Pentru măsurarea temperaturii se poate utiliza, ca **senzor**, circuitul integrat AD590. El este un dispozitiv cu două borne, care funcționează ca o **sursă de curent**, intensitatea (în  $\mu\text{A}$ ) fiind numeric egală cu temperatura măsurată în K (sensibilitatea sa este de  $1\mu\text{A/K}$ ). Pentru a se comporta ca sursă de curent, tensiunea la bornele sale trebuie să fie cuprinsă între 4 și 30 V. Precizia lui de conversie temperatură-curent este, pe domeniul ( $-55\text{ }^\circ\text{C}$ ;  $+150\text{ }^\circ\text{C}$ ), mai bună de un grad. Cum informația care se poate prelucra comod este **tensiunea**, proiectați un circuit care să producă o tensiune proporțională cu temperatura (în K), cu o sensibilitate de  $10\text{ mV/K}$ . Utilizați, pentru aceasta, un circuit integrat AD590, o sursă de tensiune și un rezistor. Care ar trebui să fie toleranța rezistorului astfel încât să nu deterioreze precizia de 1 grad a senzorului? Ce soluție practică propuneți, având în vedere valoarea necesară a acestei toleranțe?

**P 2.10.** Utilizați legea curenților și legea lui Ohm și calculați, pentru circuitul din Fig. 2.16, dependența curentului  $I$  în funcție de tensiunea  $U$ , atunci când rezistența  $R$  este modificată. Indicație: dacă pe o porțiune neramificată schimbați ordinea componentelor, potențialele nodurilor și curenții din circuit nu își modifică valoarea; folosiți acest truc pentru a avea sursele de tensiune cu o bornă la masă.

**P 2.11.** Construiți o reprezentare Thévenin pentru porțiunea de circuit încadrată într-un dreptunghi, din exemplul de la problema precedentă (desenați schema echivalentă și treceți valorile componentelor).

**P 2.12.** Pentru aceeași porțiune de circuit, construiți o reprezentare Norton (desenați schema echivalentă și treceți valorile componentelor).

**P 2.13.** Așa cum vă așteptați, în cele două reprezentări rezistența echivalentă este aceeași. Încercați să găsiți valoarea ei pe o cale mai directă: pasivizați sursele de tensiune și de curent și priviți circuitul dinspre cele două borne de acces.

**P 2.14.** Un aparat electronic are o singură sursă de alimentare, de 15 V, legată cu borna - la masă. Un anumit nod al circuitului trebuie adus la potențialul de 5 V, cu precizie  $\pm 10\%$ . Se estimează că acel nod va absorbi de la "sursa" care îl va alimenta un curent între zero și  $0.2\text{ mA}$ . Proiectați un divizor rezistiv care să rezolve această problemă.

**P 2.15.** La cuplarea unei rezistențe de sarcină de valoare  $R_s$  la bornele unui circuit liniar, tensiunea la borne (egală inițial cu cea în gol) a scăzut la jumătate. Cât este rezistența echivalentă (de ieșire) a celui circuit?

**P 2.16.** Utilizând rezultatul problemei precedente, propuneți o metodă pentru măsurarea rezistenței de ieșire a unui **generator de semnal** (un aparat care furnizează la borne o tensiune dependentă de timp după o anumită lege, sinusoidală, dreptunghiulară, dinți de fierăstrău, etc.). Arătați când metoda nu este aplicabilă.

**P 2.17.** Echivalările Thévenin și Norton sunt valabile și pentru regimul sinusoidal, înlocuind rezistențele cu impedanțe. O doză piezoelectrică de pick-up poate fi considerată un generator de semnal cu o impedanță "rezistivă" în jur de  $1\text{ M}\Omega$  și o tensiune în gol de 1 V. Discutați ce se întâmplă dacă ea este legată la un amplificator a cărui intrare este echivalentă cu o rezistență de

- $10\text{ k}\Omega$ ;
- $1\text{ M}\Omega$ ;
- $10\text{ M}\Omega$ ;

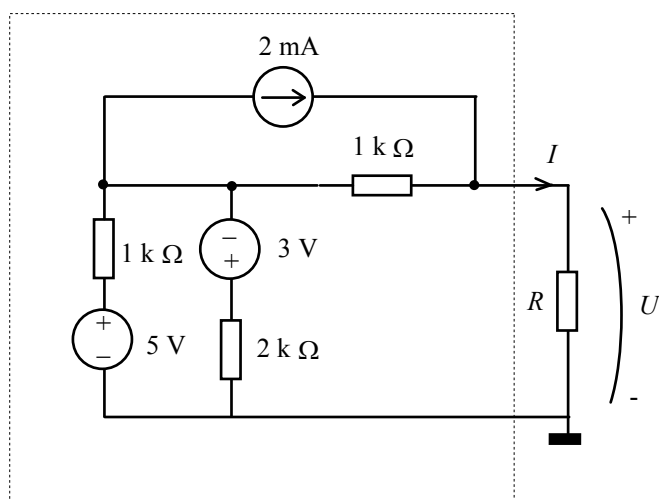


Fig. 2.16.

## Lucrare experimentală

### Experimentul 1. Sursa de tensiune (aproape ideală)

Un alimentator utilizează, de obicei, tensiunea **alternativă** (cu valoarea efectivă de 220 V și frecvența 50 Hz) a **rețelei de distribuție a energiei electrice** (numită, simplu, rețea). Mai întâi, printr-un **transformator**, tensiunea (rămânând alternativă) este adusă la o valoare convenabilă, apoi ea este convertită în **tensiune continuă** cu un **redresor** (rectifier în lb. engleză) și în final prelucrată de un **stabilizator de tensiune** (voltage regulator în lb. engleză).

Pe planșetă aveți un **stabilizator integrat** cu trei borne, ca în Fig. 2.17. La intrarea sa este aplicată o tensiune continuă nestabilizată, obținută de la un **adaptor** extern (transformator plus redresor), alimentat la rețea. Scopul experimentului este să investigați funcționarea acestui montaj (care este o sursă de alimentare stabilizată) la bornele sale de ieșire. Pentru aceasta, montați la bornele de ieșire ale stabilizatorului un voltmetru electronic **digital** care vă va permite citirea tensiunii cu rezoluție de cel puțin 0.01 V. Notați-vă, mai întâi, valoarea tensiunii în gol (fără sarcină).

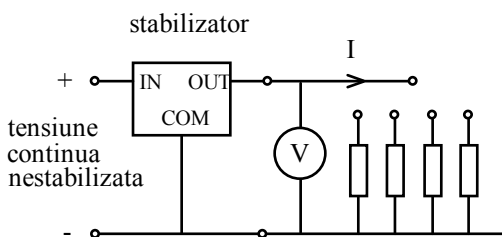


Fig. 2.17.

Conectați, apoi, pe rând, ca sarcină, rezistoarele de pe planșetă și notați-vă valoarea tensiunii la borne. Cum intensitatea curentului nu trebuie cunoscută cu precizie deosebită, determinați-o din legea lui Ohm (rezistențele au toleranța de +/- 5 %). Reprezentați grafic tensiunea la borne, în funcție de curent, cu ambele scale pornind de la valoarea zero (nu uitați să treceți și tensiunea în gol). Identificați porțiunea pe care sursa se comportă practic ca o sursă ideală de tensiune. Reprezentați grafic în detaliu această regiune, și estimați variația maximă a tensiunii în

interiorul ei. De aici, trageți o concluzie asupra valorii rezistenței interne a sursei stabilizate. Estimați, de asemenea, curentul maxim pînă la care sursa de alimentare studiată menține tensiunea constantă.

### Experimentul 2 (imaginar). Sursa ideală de tensiune comandată

În experimentul precedent tensiunea la bornele sursei nu depindea de valoarea curentului (adică de dispozitivul care era conectat ca sarcină). În plus, această tensiune **nu depindea nici de timp**. Această ultimă proprietate nu este obligatorie pentru o sursă ideală de tensiune; valoarea ei poate fi programată să depindă de timp conform unei anumite funcții sau să depindă de altă mărime electrică din circuit.

Un exemplu extrem de frecvent întâlnit este **rețeaua de distribuție de energie electrică**. Aici **tensiunea evoluează sinusoidal**, cu o frecvență de 50 Hz și o amplitudine de 311 V, corespunzătoare unei tensiuni efective de 220 V. Presupuneți că ea nu s-ar comporta ca o sursă ideală de tensiune ci ca una care are rezistența internă de 1  $\Omega$ . Calculați cu cât s-ar micșora tensiunea efectivă la priză la cuplarea unui calorifer electric ce consumă o putere de 2 kW.

### Experimentul 3. Divizorul rezistiv

Pe planșetă aveți un divizor rezistiv care este deja conectat la o anumită tensiune de alimentare. Măsurati valoarea acesteia și, utilizând valorile rezistențelor, calculați cât ar trebui să fie tensiunea de ieșire **în gol** a divizorului și rezistența sa internă.

Legeți acum voltmetrul la bornele de ieșire ale divizorului și măsurați tensiunea în gol. Comparați-o cu valoarea calculată. Legeți, apoi, pe rând, rezistoarele de sarcină și măsurați tensiunile corespunzătoare, ca la experimentul precedent. Ca și acolo, reprezentați rezultatele în formă grafică. Se apropie funcționarea divizorului rezistiv de aceea a unei surse ideale de tensiune? Estimați, din grafic, rezistența echivalentă (de ieșire) a divizorului și comparați-o cu valoarea calculată. Desenați reprezentarea Thévenin a divizorului rezistiv, trecând valorile determinate experimentale pentru tensiune și rezistență

Dacă suntem interesați în păstrarea tensiunii de ieșire cu o precizie de numai 10 %, cum trebuie să fie rezistența de sarcină față de aceea de ieșire a divizorului? Dar dacă suntem mai pretențioși și dorim o precizie de 1 %?

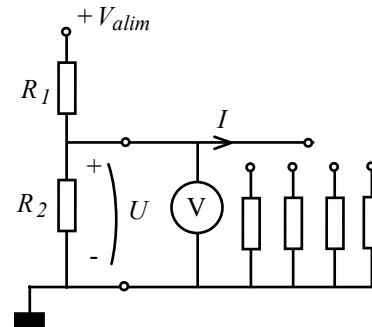


Fig. 2.17.

### Experimentul 4. Sursa de curent (aproape ideală)

Vom studia acum un circuit a cărui funcționare se apropie de aceea a unei **surse ideale de curent**: intensitatea curentului nu depinde de tensiunea la borne, deci de circuitul extern. Este evident că acest model nu poate funcționa "în gol", sursa ar produce o tensiune infinită dar curentul ar rămâne nul.

Aveți pe planșetă un astfel de circuit, realizat cu un tranzistor bipolar (Fig. 2.18). El este deja legat la borna de alimentare, așa că, dacă nu ați decuplat alimentarea de la rețea, totul e în ordine. Înainte să începeți investigarea funcționării sa la bornele de ieșire, asigurați-vă că aveți comutatorul K pe poziția "curent constant". Pentru a evita măsurarea directă a curentului cu un miliampermetru digital (unul analogic nu ar fi avut rezoluția necesară) veți folosi un truc frecvent întâlnit: intercalați în calea curentului rezistorul  $R_{ref}$  de valoare foarte mică (1  $\Omega$ ) și măsurați căderea de tensiune  $U_1$  pe acest rezistor. (veți realiza un "miliampermetru" cu rezistența internă de 1  $\Omega$ ).

Măsurați mai întâi curentul de scurtcircuit și notați valoarea sa. Apoi, înlocuiți scurtcircuitul cu rezistoare de diferite valori, determinând, pentru fiecare din ele, intensitatea curentului. Cum valoarea tensiunii  $U$  la bornele sursei de curent nu trebuie cunoscută cu precizie deosebită, calculați-o din legea lui Ohm ( $R_{ref}$  care apare în serie este foarte mică și poate fi neglijată).

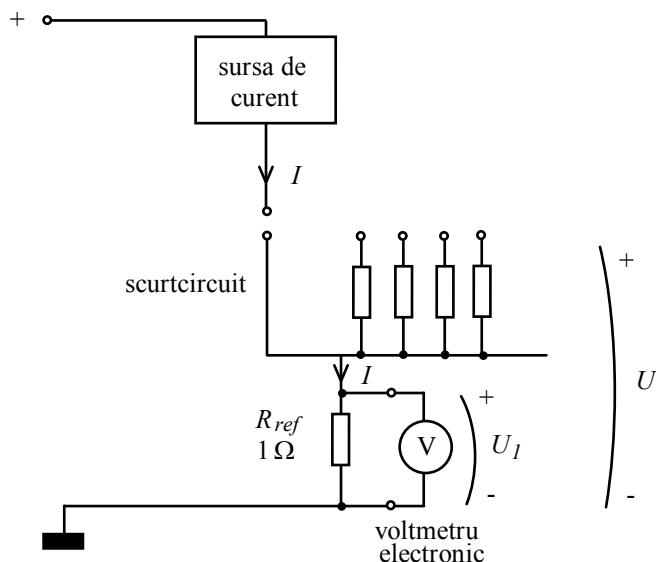


Fig. 2.18.

Reprezentați grafic, tensiunea  $U$  în funcție de curent, cu ambele scale pornind de la zero. Identificați regiunea în care circuitul investigat se comportă aproximativ ca o sursă de curent. Estimați **compliance sa de tensiune** (tensiunea maximă la borne până la care se observă aceasta comportare). Reprezentați apoi, în detaliu, această regiune și estimați **rezistența** echivalentă. Cu aceasta și cu valoarea curentului de scurtcircuit,

desenați circuitul echivalent Norton. Notați pe desen pînă la ce valoare a tensiunii de ieșire este valabilă această echivalență.

După cum știți, un circuit liniar accesibil la două borne poate fi echivalat atît cu un circuit Norton cît și cu unul Thévenin. Pornind de la circuitul Norton desenat anterior, propuneți un circuit echivalent Thévenin. Cît este valoarea tensiunii Thévenin ? Cum este ea în comparație cu tensiunile existente în circuitul studiat ? Care dintre reprezentări vi se pare mai comodă pentru un utilizator ?

### Experimentul 5. Sursa de curent comandată

La sursele ideale, tensiunea (sau, respectiv, curentul) sunt independente de circuitul extern. Aceasta nu înseamnă că ele sunt obligatoriu **constant în timp**. Așa cum am văzut, rețeaua de alimentare cu energie electrică poate fi privită ca o sursă ideală de tensiune a carei valoare evoluează **sinusoidal** în timp. De asemenea, valoarea unei surse de curent poate să evolueze în timp după o anumită lege.

În acest experiment veți relua investigarea sursei de curent studiată anterior, dar de data aceasta ea va fi comandată de un circuit care va impune ca valoarea intensității să urmeze o anumită dependență temporală. Pentru aceasta, va trebui să treceți comutatorul K pe poziția "semnal" și să legați în locul voltmetrului electronic intrarea unui osciloscop. Desenați-vă pe caiet forma de undă și notați-vă valoarea tensiunii **vîrf la vîrf**. Modificați apoi valoarea rezistenței de sarcină, urmărind tot timpul forma de undă și valoarea sa vîrf la vîrf. Notați modificările formei de undă vizualizate.

De multe ori, în practică, nu avem conectat un rezistor "spion" pe care să urmărim evoluția intensității ci avem accesibile **doar bornele sursei de curent**. Ce vă așteptați să observați acolo la variația rezistenței de sarcină ? Conectați și dumneavoastră osciloscopul cu firul cald la ieșirea sursei de curent și conectați diferitele rezistențe de sarcină. Formulați o concluzie.

## Pagină distractivă

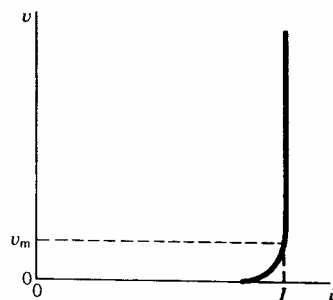
1. Nimic nu poate sta în calea autorilor zeloși atunci când aceștia vor să complice lucrurile, teoretizând pînă nu se mai înțelege nimic. Nemulțumiți cu simplitatea cărților de referință de Teoria Modernă a Circuitelor (pe care le trec, de altfel, la bibliografie), doi autori "profesori-doctori-ingineri" <sup>2</sup>, cum nu scapă ocazia să ne anunțe pe coperta interioară, ne învață că

"sursa **independentă** de curent este un caz particular de **rezistor neliniar controlat în tensiune**, deoarece, conform ecuației caracteristice, pentru orice tensiune curentul este unic specificat".

Că autorii numesc rezistor **orice dipol** care forțează o legătură funcțională curent-tensiune, am mai putea înțelege, chiar dacă mai devreme cu 16 pagini rezistorul era clasificat, la 1.2.4.1 în categoria elementelor pasive. 16 pagini înseamnă mult și pe parcursul lor multe se pot uita. Dar să consideri sursa independentă ca fiind controlată în tensiune și să crezi despre ea că este neliniară îți trebuie o logică cu totul și cu totul originală. }i dacă stăpînești această logică poți scrie liniștit că "Ecuația  $u(t) = e(t)$ ,  $\forall i$  poate fi dedusă pe baza teoriei cîmpului electromagnetic".

2. Lucruri și mai vesele găsim în deja citatul Compediu de fizică <sup>3</sup> despre "generatorul Thévenin și generatorul Norton". Auziți numai : "...e vorba de două montaje diferite în care **o sursă de tensiune** poate alimenta un circuit exterior (rezistență de sarcină)". }i ca nu cumva să credem din greșeală că sursele ideale din cele două reprezentări sunt lucruri diferite, autorul are grijă sa le reprezinte **cu același simbol** și fără nici o indicație care le-ar diferenția. Ca să ne lămurim la ce folosesc aceste generatoare, citim mai jos: "dipolul constituie un generator Thévenin și el servește la alimentarea unei rezistențe de sarcină mică...". Cu totul altfel stau lucrurile cu "generatorul Norton" care "servește la alimentarea unei rezistențe de sarcină mare  $R_S$  (mare)". Mare... e răbdarea hîrtiei tipărite, am comenta noi.

3. Cînd se aventurează să explice lucruri cu care nu sunt familiari, chiar autori foarte serioși produc minunății. Iată ce găsim în excelenta carte a lui Richard Dorf <sup>4</sup>:



**Figure 2-11** Independent current source providing a constant current for any voltage greater than  $v_m$ .

Din text reiese indubitabil că tensiunea notată cu  $v$  pe grafic este tensiunea la bornele sursei de curent. Astfel, graficul ne comunică faptul că sursa de curent se abate de la idealitate la scurtcircuit, adică acolo unde orice practician știe că sursa de curent se simte în elementul său, necazurile apărînd, din contra, la tensiuni mari.

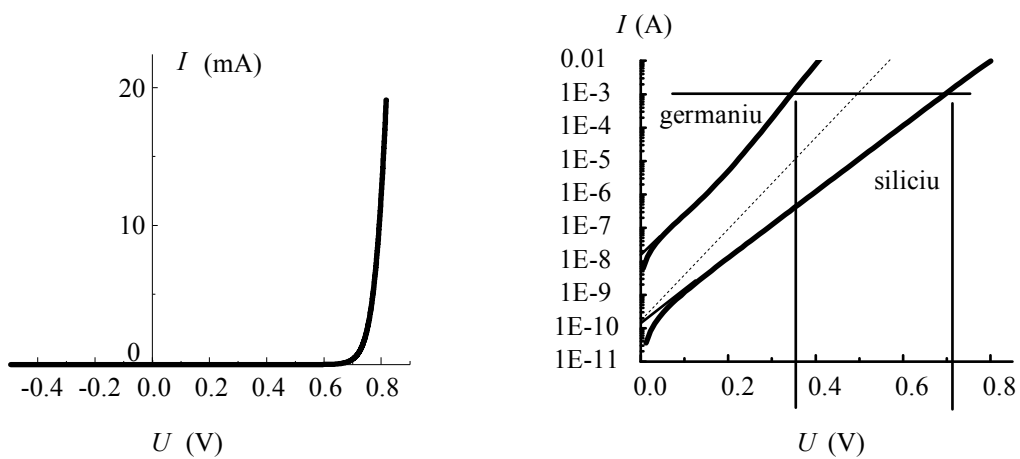
<sup>2</sup>Lucia Dumitriu, Mihai Iordache, "Teoria modernă a circuitelor electrice", Ed. All Educațional, București, 1998.

<sup>3</sup>\*\*\*, "Compediu de Fizică", Ed. }tiințifică și Enciclopedică, București, 1988.

<sup>4</sup>Richard C. Dorf, "Introduction to Electric Circuits", John Wiley & Sons, Inc., 1989.



## Diode semiconductoare



- A. Caracteristica statică 60
- B. Date de catalog 65
- C. Metoda dreptei de sarcină 66
- D. Circuitul echivalent pentru variații mici 68
- E. Verificarea experimentală a unei dependențe exponențiale 70
- Probleme rezolvate 74, probleme propuse 77
- Lucrare experimentală 78

## A. Caracteristica statică

Circuitele electrice sunt, într-o anumită măsură, similare celor bazate pe circulația fluidelor (pneumatice sau hidraulice). O funcție esențială în aceste circuite este permiterea curgerii fluidului numai într-un anumit sens; ea este realizată cu dispozitive numite **supape**. De unde știți supapele sensul în care fluidul are tendința să circule pentru a decide să-l lase sau nu să treacă? Simplu, fluidul curge de la presiune mare la presiune mică iar supapele sesizează tocmai această diferență de presiune, deoarece ea este proporțională cu forța netă exercitată de fluid asupra supapei. Dacă forța are sensul corect și **dacă mărimea ei depășește o anumită valoare de prag**, supapa se deschide și fluidul poate să treacă.

În circuitele electronice, aceeași funcție este îndeplinită de către diode. Așa cum se vede în Fig. 3.1,

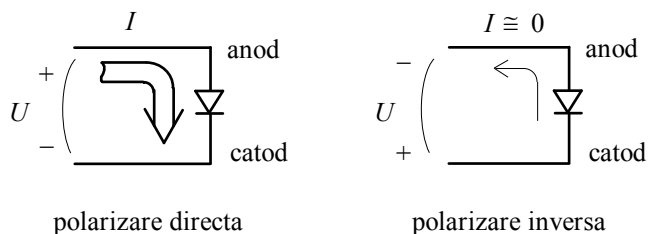


Fig. 3.1. Diodele semiconductoare: polarizare directă și inversă.

dioda este un dispozitiv de circuit cu două borne (un **dipol**) care conduce, practic, numai într-un sens: de la **anod** la **catod**.

Simbolul utilizat pentru ea este cel din figura anterioară; sensul săgeții arată sensul în care dioda conduce.

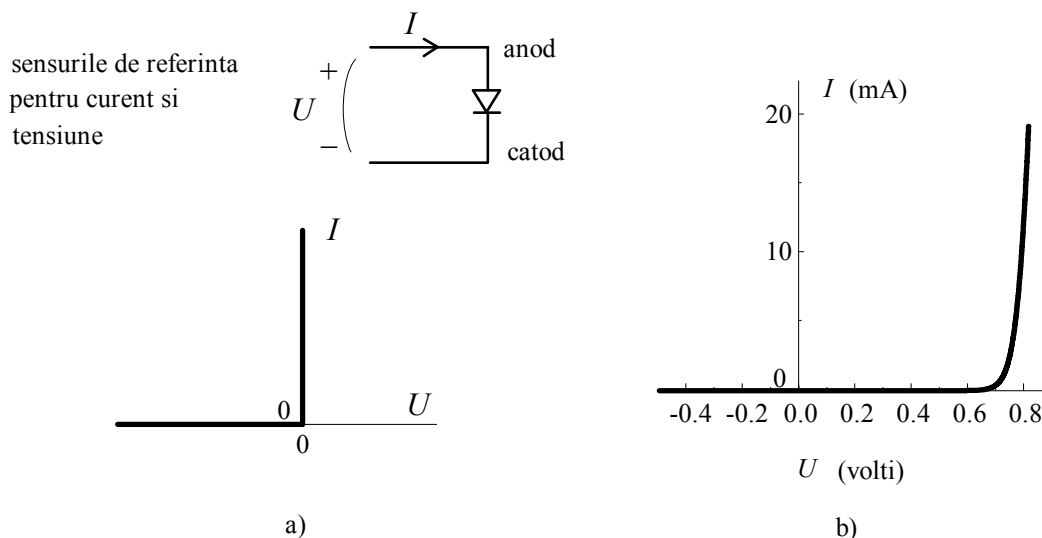


Fig. 3.2. Caracteristica statică a unei diode ideale (a) și a unei diode semiconductoare cu siliciu (b).

Comportarea dispozitivelor electronice la curent continuu și la frecvențe mici este descrisă de caracteristica lor statică. Pentru o diodă **ideală**, aceasta ar trebui să arate ca în Fig. 3.2 a) : la polarizare inversă (potențialul anodului mai coborât decât cel al catodului) curentul este nul pentru că la atingerea tensiunii zero dioda să se deschidă și să se comporte ca un scurtcircuit. Este clar dioda **nu se comportă ca un rezistor**, fiind un element nesimetric și neliniar.

Primele diode au fost realizate ca **tuburi electronice** dar astăzi se utilizează aproape exclusiv **diodele semiconductoare**, realizate din **germaniu** sau **siliciu**. Caracteristica statică curent-tensiune a unei diode semiconductoare cu siliciu arată ca în Fig. 3.2. b).

Să privim mai întâi regiunea de **polarizare directă** (forward în limba engleză), unde potențialul anodului este mai ridicat decât cel al catodului. Dioda ideală se comportă ca un scurtcircuit și nu există cădere de tensiune pe diodă, deși curentul poate avea orice valoare. Spre deosebire de aceasta, prin dioda semiconductoare trece un curent semnificativ numai dacă tensiunea depășește o anumită valoare, numită **tensiune de deschidere**. Astfel, pentru diodele cu germaniu tensiunea de deschidere este de 0.2-0.3 V iar pentru cele cu siliciu tensiunea de deschidere este de 0.6-0.7 V . După deschidere, curentul crește foarte rapid cu tensiunea; dacă încercăm să mărim cu mai mult de câteva zecimi de volt tensiunea pe diodă, curentul ajunge la valori atât de mari încât dioda este distrusă.

**Există un punct special pe caracteristică ce permite definirea precisă a tensiunii de deschidere ?**

La polarizare directă, caracteristica diodei semiconductoare este foarte bine descrisă de relația

$$I = I_s \left( e^{\frac{U}{mV_T}} - 1 \right); \tag{3.1}$$

unde mărimea  $V_T = k_B T / e$  este tensiunea termică, egală cu 25 mV la temperatura camerei, iar  $I_s$  este numit curent invers de saturație și are valori de ordinul  $10^{-11} \text{ A} - 10^{-6} \text{ A}$ , după tipul materialului și destinația diodei. Parametrul  $m$ , numit **factor de idealitate** sau **coeficient de emisie**, depinde de locul din structura diodei unde are loc o anumită fază a mecanismului intern de transport al curentului; coeficientul de emisie  $m$  are valoarea 1 pentru diodele cu germaniu, în timp ce pentru diodele cu siliciu are o valoare apropiată de 2, care poate diferi însă după mărimea curentului prin diodă.

Să considerăm, deocamdată, o diodă cu germaniu și să urmărim în Fig. 3.3 evoluția curentului raportat la valoarea celui de saturație,  $I/I_s$ . În desenul a) avem reprezentată variația sa în jurul tensiunii nule; se observă că intensitatea este nulă la tensiune nulă, caracteristica statică a diodei trecînd exact prin origine).

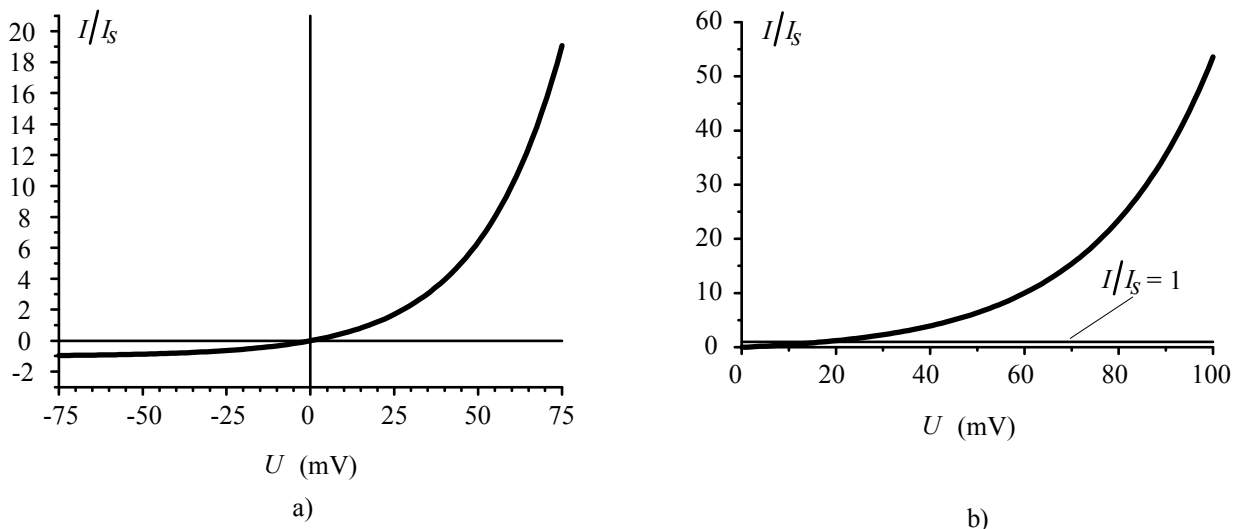
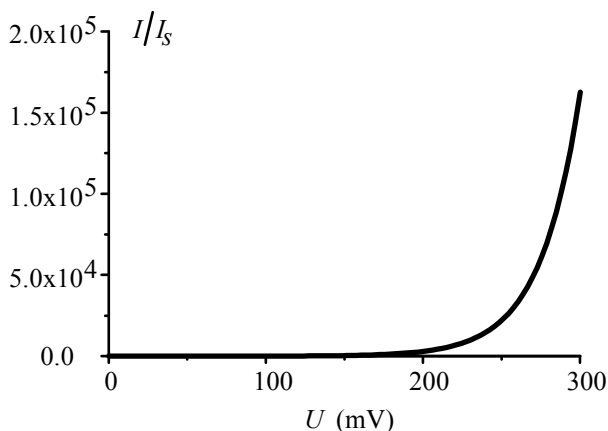


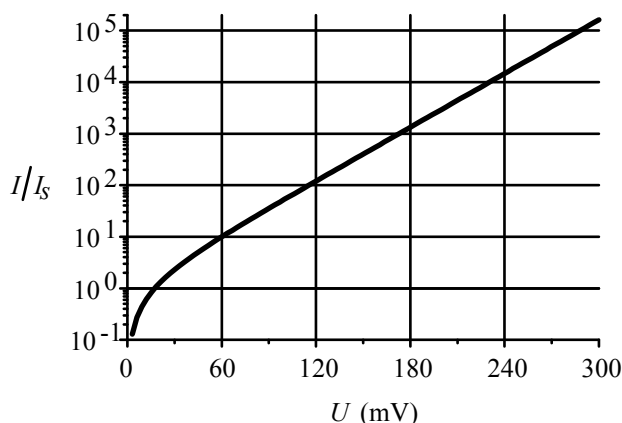
Fig. 3.3 a) și b). Evoluția raportului  $I/I_s$  la dioda cu germaniu; pe desenul b) a fost figurată cu linie subțire și dependența  $I/I_s = 1$

Este acest lucru obligatoriu ? Să privim sensurile de referință pentru curent și tensiune, așa cum au fost ele alese : curentul intră în diodă pe la borna de potențial ridicat. Aceasta înseamnă că dacă valorile tensiunii sunt fie ambele pozitive (cadrantul I al graficului caracteristicii), fie ambele negative (cadrantul III), dioda

funcționează ca un consumator de energie. Din contra, în cadranele II și IV dispozitivul ar trebui să fie un generator de energie electrică.



c)



d)

Fig. 3.3 c) și d).. Evoluția raportului  $I/I_s$  în conducție directă, la o diodă cu germaniu.

Deoarece dioda semiconductoră este un consumator de energie, caracteristica să trebuie să treacă din cadranul III în cadranul I, evitând cadranele II și IV. Acest lucru nu se poate face decât prin origine

Al doilea aspect pe care îl observăm este că intensitatea are comportări diferite la polarități diferite ale tensiunii. La polarizare inversă (tensiuni negative) curentul variază lent și pe la  $-75$  mV ajunge practic la valoarea de saturație  $I = -I_s$ . Pentru polarizare directă, exponențiala crește rapid și curentul crește și el puternic cu tensiunea. Desenele b) și c) explorează caracteristica în conducție directă pe o scară din ce în ce mai mare de tensiuni. Se observă că, privind la scara  $300$  mV=0.3 V, exponențiala face, pur și simplu, explozie, raportul  $I/I_s$  ajungând peste 150 000; **pe la aceste valori ale curentului este utilizată dioda în conducție directă**. La scara la care suntem obligați acum să privim lucrurile, raportul  $I/I_s$  are valori semnificative începând de pe la  $200$  mV=0.2V, ca și cum ar exista o tensiune de prag. De fapt, nu există nici un punct special pe caracteristică, așa cum se poate constata și în desenul c) al figurii, unde am reprezentat raportul  $I/I_s$  în scară logaritmică.

**Deși nu există un punct special de deschidere pe caracteristică, tensiunea de deschidere are semnificație clară**

Un anumit tip de diodă este proiectat să funcționeze garantat pînă la o valoare maximă  $I_{FDmax}$  a curentului. Dioda din Fig. 3.4 a) este una destinată să lucreze la curenți de cîteva zecimi de amper, cele din desenele b) și c) au un curent maxim de 1 A și, respectiv, 6 A, pe cînd "monstrul" din desenul d) poate suporta curenți de 50 A. Spunem că dioda este deschisă cînd intensitatea este semnificativă la scara lui  $I_{FDmax}$  (este undeva pe la  $I_{FDmax}/100 \div I_{FDmax}/10$ ). De ce există, atunci, o tensiune tipică pentru germaniu ? În primul rînd, pentru că o modificare de 1000 de ori a curentului la care măsurăm

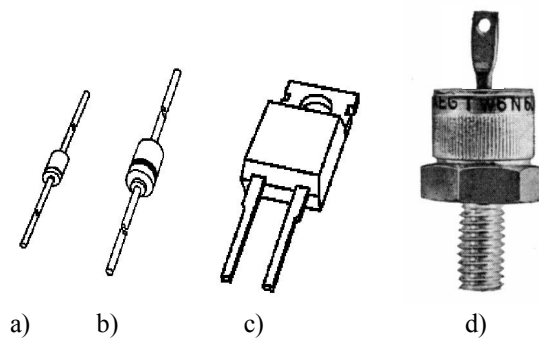


Fig. 3.4. Diodă semiconductoră.

tensiunea nu înseamnă decât o variație de 0.18 V a tensiunii. Iar în al doilea rând, diodele de curenți mari au aria mai mare, ceea ce, așa cum se poate constata în Fig. 3.5 a), conduce la mărirea corespunzătoare a curentului de saturație. Pe figură sunt desenate caracteristicile statice pentru dioda 1N4148 de 10mA și dioda 1N1183 cu un curent maxim de 35 A. Considerînd deschiderea la  $I_{FDmax}/100$ , tensiunea pe diode este aproape aceeași, deoarece raportul  $I/I_s$  are aproape aceeași valoare.

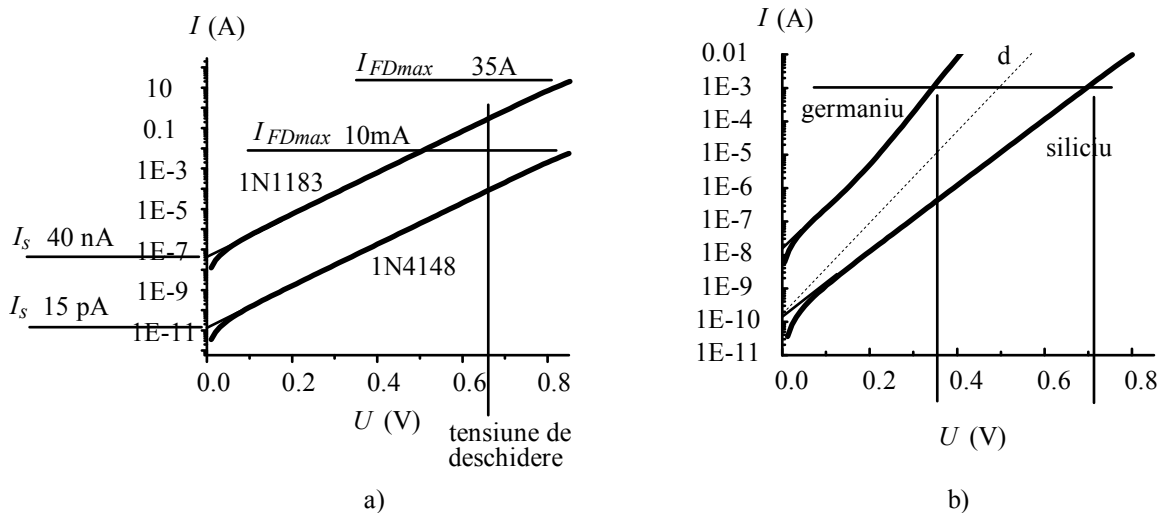


Fig. 3.5. Diodele destinate să lucreze la curenți mari au și curentul de saturație mai mare, astfel că tensiunea de deschidere este practic aceeași (a); explicația diferenței de tensiune de deschidere între diodele cu germaniu și cele cu siliciu (b).

Să privim acum mai atent caracteristica de conducție directă reprezentată în scară semilogaritmică în Fig. 3.3 d). Observăm că, la tensiuni mai mari de 100 mV, caracteristica în scară logaritmică este dreaptă, adică dependența curentului poate fi aproximată cu una exponențială; cum la germaniu coeficientul de emisie  $m$  este unitar,

$$I \cong I_s e^{\frac{U}{V_T}} \quad (3.2)$$

Extrapolarea acestei dependențe aproximative la  $U = 0$  în scară semilogaritmică permite determinarea comodă a curentului de saturație.

Cum baza logaritmulor naturali  $e = 2.7182$  nu este un număr prea confortabil pentru experimenterii, se obișnuiește să se dea variația de tensiune pentru care curentul crește de 10 ori nu de  $e$  ori, ci de 10 ori; din figură rezultă că

la o diodă cu germaniu, valoarea curentului se multiplică cu zece la fiecare creștere cu 60 mV a tensiunii.

Deoarece la siliciu valoarea coeficientului de emisie este aproape egală cu 2, în scară semilogaritmică intensitatea curentului crește cu tensiunea de două ori mai lent decât la germaniu; astfel

la o diodă cu siliciu, valoarea curentului se multiplică cu zece la fiecare creștere cu aproximativ 120 mV a tensiunii.

### De ce diodele cu siliciu au altă tensiune de deschidere decât cele cu germaniu

Așa cum spus anterior, tensiunea de deschidere este la diodele cu siliciu 0.6 V- 0.7 V, diferită de aceea a diodelor cu germaniu (0.2- 0.3 V). Așa cum se poate constata pe Fig. 3.5 b), două cauze contribuie la această deosebire. În primul rând, la diodele cu siliciu valorile curenților de saturație sunt de aproximativ 1000 de ori mai mici decât la germaniu și factorul exponențial trebuie să fie de 1000 de ori mai mare pentru a produce același curent ca la o diodă cu germaniu. (1 mA pe exemplul din figură). În consecință, tensiunea trebuie să fie mai mare. Cum valoarea curentului se multiplică cu 10 pe 60 mV, aceasta ar justifica o creștere cu  $3 \times 60 \text{ mV} = 0.18 \text{ V}$  a tensiunii de deschidere (dreapta punctată notată cu d pe figură). În plus, însă, la diodele cu siliciu parametrul de recombinare  $m$  are valoarea 2 și variația curentului este de două ori mai lentă, valoarea curentului multiplicându-se cu zece abia pe 120 mV. Deci, pentru recuperarea handicapului curentului de saturație, va fi necesar un plus nu de 0.18 V ci de 0.36 V. Adunați această valoare la tensiunea de deschidere a diodelor cu germaniu și o veți obține pe aceea a diodelor cu siliciu. Nu uitați că aceste valori nu sunt foarte bine precizate, pentru siliciu tensiunea de deschidere considerându-se 0.6 - 0.7 V.

### Este dată tensiunea de deschidere în cataloage ?

Problema utilizatorului nu este cunoașterea precisă a tensiunii de deschidere ci o estimare maximală a căderii de tensiune pe diodă (forward voltage drop în limba engleză), la curentul nominal de utilizare. Din acest motiv, în cataloage se dă căderea de tensiune maximă garantată la o anumită valoare a curentului.

Căderea de tensiune poate ajunge la diodele de curenți mari pînă la valori de 1 - 2 V, datorită rezistențelor ohmice interne.

### Ce se întîmplă la polarizare inversă ?

La **polarizare inversă** (potențialul anodului mai coborît decât cel al catodului), curentul prin dioda ideală este nul. Pe de altă parte, pentru dioda semiconductoare relația (3.1), care rezultă dintr-un model fizic simplificat al joncțiunii semiconductoare, arată existența unui **curent invers nenul**. Atunci cînd tensiunea, în modul, este mult mai mare decât  $V_T \cong 25 \text{ mV}$ , dioda intră în conducție inversă și relația (3.1) prezice un curent independent de tensiune, de mărime  $I_s$ , de unde și numele dat acestei mărimi, de curent invers de saturație. În dioda reală, însă, există cîteva mecanisme care produc curenți de scurgere între anod și catod, alții decât cel de saturație. Acești curenți de scurgere erau complet neglijabili față de curentul în conducție directă (de ordinul mA-sute de mA) dar contează față de  $I_s$ , așa că **în conducție inversă curentul unei diode variază cu tensiunea aplicată**, putînd crește de cîteva ori. Astfel, curenții inverși sunt, în general, de ordinul zecilor de  $\mu\text{A}$  pentru diodele cu germaniu și de ordinul zecilor de nA pentru cele cu siliciu. Chiar și așa, diodele semiconductoare conduc, practic, într-un singur sens: curenții inverși sunt mai mici de 1000 de ori (pentru germaniu) și de 1 milion de ori (pentru siliciu) decât curenții în conducție directă.

Dacă modulul tensiunii inverse depășește o anumită valoare,  $U_{BR}$ , numită tensiune de străpungere (**break-down**), curentul crește brusc cu tensiunea, ca în desenul a) al Fig. 3.6. Pentru diodele redresoare, care nu trebuie să conducă decât într-un singur sens, se urmărește ca această valoare să fie mare (sute și chiar mii de volți) pentru a nu fi depășită în funcționarea circuitului din care dioda face parte.

Există, însă, o categorie specială de diode, numite **stabilizatoare**, destinate să funcționeze chiar pe străpungerea inversă, pentru care sunt utilizate simbolurile din desenul b) al figurii. La ele, valoarea tensiunii de străpungere este adusă intenționat la valori mici (3-100 V); puteți, astfel, să cumpărați diode cu tensiunea de străpungere egală cu, de exemplu, 3.9, 4.7, 5.1, 5.6,..., 10,..., 12,..., 24,...100 V etc. Utilizarea lor ca stabilizatoare de tensiune se bazează pe faptul că, în regiunea de străpungere, curentul, care are valori semnificative (zeci de mA) poate varia cu aproape un ordin de mărime în timp ce tensiunea pe diodă rămîne practic constantă. Există două mecanisme fizice care contribuie la străpungere: **efectul Zener** (dominant dacă

tensiunea de străpungere are valori mai mici de 5V) și **străpungerea prin avalanșă**, dominantă dacă străpungerea are loc la tensiuni mai mari de 8 V. Când tensiunea de străpungere este între 5 și 8 V, străpungerea are loc prin ambele mecanisme. Este important de reținut că sensul variației cu temperatura a tensiunii de străpungere,  $dU_{BR}/dT$ , este opus pentru cele două mecanisme discutate; efectele temperaturii tind să se anuleze reciproc pentru diodele cu tensiunea de străpungere de 5.1- 5.6 V. De multe ori, în terminologia de limbă română, diodele stabilizatoare sînt numite diode Zener, indiferent de mecanismul străpungerii.

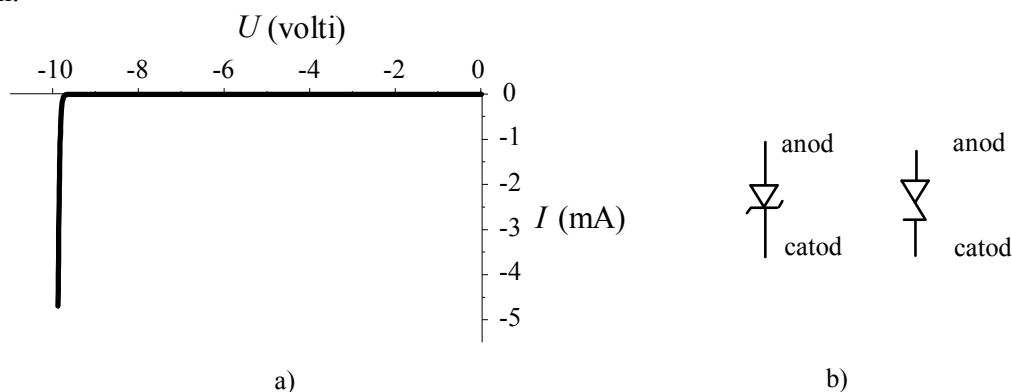


Fig. 3.6. Caracteristica inversă a unei diode semiconductoare (a) și simbolurile utilizate pentru diodele stabilizatoare (b).

O altă categorie de diode, aparținînd dispozitivelor **optoelectronice**, este aceea a diodelor care emit radiații luminoase: necoerente în cazul diodelor luminescente (LED light emitting diodes) și coerente în cazul diodelor laser. La ele, în conducție directă, peste o intensitate de prag (care depinde de tipul materialelor utilizate), trecerea curentului produce emisia luminii.

## B. Date de catalog

### MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	1N4001	1N4002	1N4003	1N4004	1N4005	1N4006	1N4007	Unit
*Peak Repetitive Reverse Voltage Working Peak Reverse Voltage DC Blocking Voltage	$V_{RRM}$ $V_{RWM}$ $V_R$	50	100	200	400	600	800	1000	Volts
*Non-Repetitive Peak Reverse Voltage (halfwave, single phase, 60 Hz)	$V_{RSM}$	60	120	240	480	720	1000	1200	Volts
*RMS Reverse Voltage	$V_{R(RMS)}$	35	70	140	280	420	560	700	Volts
*Average Rectified Forward Current (single phase, resistive load, 60 Hz, see Figure 8, $T_A = 75^\circ\text{C}$ )	$I_O$	1.0							Amp
*Non-Repetitive Peak Surge Current (surge applied at rated load conditions, see Figure 2)	$I_{FSM}$	30 (for 1 cycle)							Amp
Operating and Storage Junction Temperature Range	$T_J$ $T_{stg}$	- 65 to +175							$^\circ\text{C}$

Fabricanții furnizează în foile de catalog (data sheet în limba engleză) informații detaliate asupra componentelor pe care le oferă. Pentru familiarizare, am început secțiunea cu prezentarea unui extras din foaia de catalog a diodelor 1N401 - 1N407, diode redresoare de uz general. Un grup important de informații îl constituie **valorile maxime (maximum ratings)** ale tensiunilor și curenților, pentru anumite condiții

specifice. Depășirea acestor valori maxime conduce la deteriorarea performanțelor și poate chiar distruge dispozitivul

Primele trei linii din tabel se referă la tensiunea inversă (reverse voltage) garantată pentru diverse condiții de funcționare (vîrfuri de tensiune, tensiune continuă, etc). Pentru curent continuu, diodele 1N4001 au această valoare de numai 50 V pe cînd diodele 1N4007 rezistă pînă la o tensiune inversă de 1000 V.

Urmează apoi informații despre curentul maxim admis. Valoarea curentului mediu redresat este aceeași pentru toate tipurile discutate, egală cu 1 A.. În condiții nerepetitive, diodele acceptă însă un curent de vîrf foarte mare, de 30 A. Ultima linie a tabelului se referă la gama de temperaturi de stocare și funcționare, care se întinde între  $-65^{\circ}\text{C}$  și  $+175^{\circ}\text{C}$ .

O altă categorie de informații o reprezintă caracteristicile electrice (de funcționare) :

#### ELECTRICAL CHARACTERISTICS\*

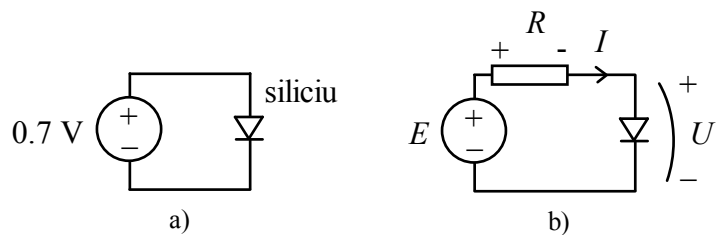
Rating	Symbol	Typ	Max	Unit
Maximum Instantaneous Forward Voltage Drop ( $I_F = 1.0\text{ Amp}$ , $T_J = 25^{\circ}\text{C}$ )	$V_F$	0.93	1.1	Volts
Maximum Full-Cycle Average Forward Voltage Drop ( $I_O = 1.0\text{ Amp}$ , $T_L = 75^{\circ}\text{C}$ , 1 inch leads)	$V_{F(AV)}$	-	0.8	Volts
Maximum Reverse Current (rated dc voltage) ( $T_J = 25^{\circ}\text{C}$ ) ( $T_J = 100^{\circ}\text{C}$ )	$I_R$	0.05 1.0	10 50	$\mu\text{A}$
Maximum Full-Cycle Average Reverse Current ( $I_O = 1.0\text{ Amp}$ , $T_L = 75^{\circ}\text{C}$ , 1 inch leads)	$I_{R(AV)}$	-	30	$\mu\text{A}$

În primele două linii găsim informații despre căderea de tensiune în conducție directă. Valoarea instantanee este maximă la vîrfurile de curent; pentru un curent redresat mediu de 1 A, în cel mai defavorabil caz căderea de tensiune ajunge la 1.1 V, dar tipic este de 0.93 V. Media pe o perioadă a acestei căderi de tensiune nu depășește 0.8 V. Ultimele două linii se referă la curentul invers. În curent continuu acesta este mai mic de  $10\mu\text{A}$  la  $25^{\circ}\text{C}$  dar poate ajunge  $50\mu\text{A}$  la  $100^{\circ}\text{C}$ ; acestea reprezintă cazul cel mai defavorabil, valorile tipice fiind mult mai mici. La  $25^{\circ}\text{C}$  curentul invers tipic e numai de 50 nA. În cazul redresării, valoarea medie a curentului invers nu depășește  $30\mu\text{A}$ .

### C. Metoda drepte de sarcină

Peste pragul de deschidere, o mică variație a tensiunii produce creșteri foarte mari ale curentului. Din acest motiv deschiderea diodei cu o sursă ideală de tensiune (sau cu una avînd rezistență internă mică) ca în Fig. 3.7 a) este cea mai sigură cale de distrugere a sa: puțin sub tensiunea de deschidere dioda este blocată, puțin peste pragul de deschidere nu mai aveți diodă. Întodeauna trebuie intercalat în circuit un rezistor pentru limitarea curentului (Fig. 3.7 b).

Să presupunem cunoscute tensiunea  $E$ , valoarea rezistenței  $R$  și caracteristica statică a diodei. Cum putem determina, de aici, valorile curentului  $I$  și ale tensiunii  $U$  la bornele diodei? Metoda atît de utilizată în liceu, bazată pe **legea lui Ohm pe întregul circuit** nu este aplicabilă deoarece **dioda nu respectă legea lui Ohm**. Legea tensiunilor conduce imediat la relația



a) circuit de polarizare recomandat pentru distrugerea diodelor

b) circuit de polarizare pentru utilizare în practică

Fig. 3.7. Polarizarea diodelor semiconductoare: greșită (a) și corectă (b).



$$E - I \cdot R - U = 0 \quad (3.3)$$

care trebuie completată cu dependența  $I = f(U)$  care caracterizează funcționarea diodei, adică ceea ce numim **caracteristică statică**. Dacă o scriem în formă analitică, ca în ecuația (3.2) (presupunând cunoscute constantele  $I_s$  și  $m$ ), **sistemul de ecuații obținut este unul neliniar** și rezolvarea sa poate fi efectuată numai **numeric**, de către calculator.

Dacă ne mulțumim, însă, cu o precizie rezonabilă, de câteva procente, putem rezolva sistemul de ecuații printr-o metodă grafică. Reprezentarea ecuației  $I = f(U)$  o avem, este caracteristica statică a diodei (Fig. 3.8). Mai rămîne să reprezentăm grafic și relația (3.6), care descrie funcționarea circuitului extern diodei. Această relație poate fi pusă sub forma

$$I = \frac{E}{R} - \frac{1}{R}U; \quad (3.4)$$

graficul ei este o **linie dreaptă**, cu panta  $-1/R$ , care intersectează axele la  $E/R$  și  $E$ .

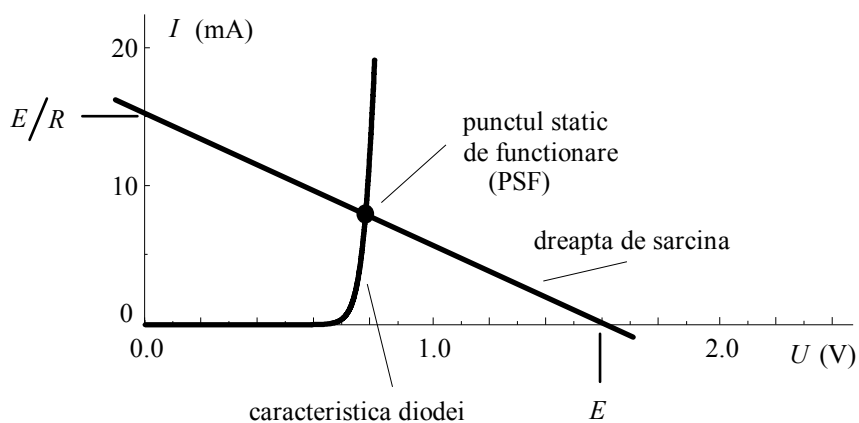


Fig. 3.8. Determinarea PSF prin metoda dreptei de sarcină.

*Memorarea intersecțiilor cu axele nu este necesară: cu mărimile  $E$  și  $R$  nu puteți construi altă mărime cu dimensiuni de tensiune decât  $E$  (și o tensiune trebuie să fie coordonata de intersecție ca axa tensiunilor) și altă mărime cu dimensiuni de curent decât  $E/R$ .*

Deoarece în multe aplicații scopul urmărit este controlul tensiunii pe rezistența  $R$ , această rezistență este considerată **rezistență de sarcină**. Din acest motiv, graficul determinat de relația (3.4) este numit **dreaptă de sarcină (load line** în limba engleză). Soluția sistemului de ecuații, adică **punctul static de funcționare (PSF)**, se găsește la intersecția celor două curbe, așa cum se vede în figură.

Puterea metodei nu stă în precizie ci în caracterul ei foarte sugestiv, mai ales atunci când una din ecuațiile sistemului se modifică datorită variației unui parametru. De exemplu, să presupunem că modificăm continuu, dar suficient de lent pentru ca dioda să se comporte **cuasistatic**, valoarea  $E$  a sursei de tensiune. Cum panta dreptei de sarcină este  $-1/R$ , aceasta va rămîne constantă, adică **dreapta de sarcină se deplasează paralel cu ea însăși**, ca în Fig. 3.9 a). Putem urmări, astfel, cum punctul de funcționare se deplasează pe caracteristica diodei, în funcție de valoarea tensiunii  $E$ . Curentul este bine controlat și el nu depășește valoarea  $(E - 0.7 \text{ V})/R$ . Dacă am fi încercat să polarizăm dioda ca în Fig. 3.7 a), direct de la sursa ideală de tensiune, dreapta de sarcină ar fi fost verticală și, la modificarea tensiunii  $E$ , punctul de

funcționare ar fi evoluat după deschiderea diodei ca în Fig. 3.9 b): o foarte mică creștere a tensiunii ar fi aruncat punctul de funcționare la valori ale curentului care ar fi distrus dioda.

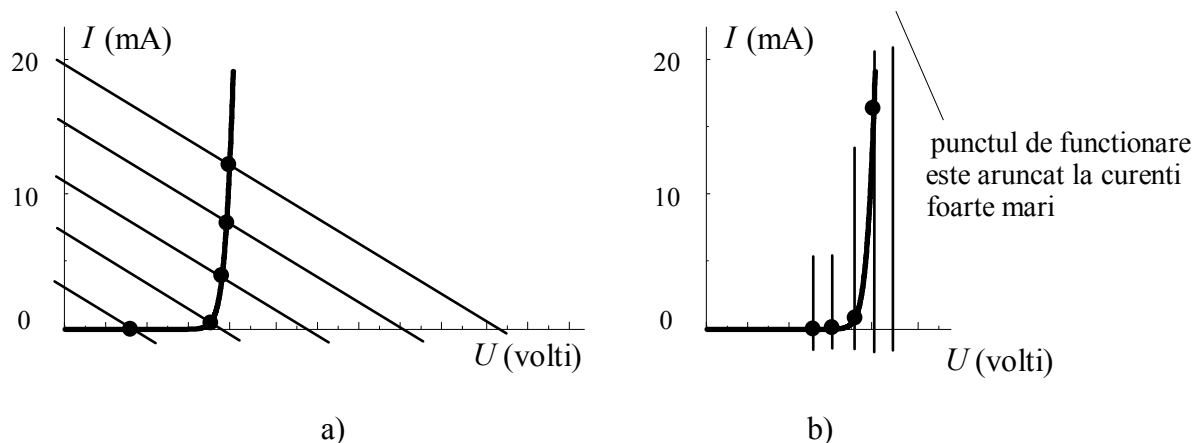


Fig. 3.9. Evoluția punctului de funcționare la modificarea tensiunii  $E$ , cu rezistență de limitare a curentului (a) și cu dioda legată direct la sursa de tensiune (b).

De fapt, în practică, pentru determinarea aproximativă a punctului de funcționare, nu avem nevoie **nici măcar de metoda dreptei de sarcină**: tensiunea pe dioda deschisă este cunoscută cu suficientă precizie și valoarea curentului rezultă imediat

$$\boxed{I = \frac{E - 0.7V}{R}} \quad (3.5)$$

(am considerat cazul diodei din siliciu). Mai mult, cel mai frecvent avem  $E \gg 0.7V$  și putem scrie

$$\boxed{I \cong \frac{E}{R}} \quad (3.6)$$

Ce eroare am introdus, prin neglijarea tensiunii de deschidere, pentru  $E = 10V$ ? Numai 7%. Iar dacă am fi luat în considerație tensiunea de deschidere, imprecizia de 0.2 V în valoarea ei ar produs o eroare relativă asupra curentului de numai 2%.

### D. Circuitul echivalent pentru variații mici

Atunci când curentul suferă variații relative mici  $\Delta I/I \ll 1$ , putem considera că porțiunea de caracteristică pe care se deplasează punctul de funcționare este practic o linie dreaptă (Fig. 3.10) și putem introduce rezistența dinamică  $r = dU/dI$ . Prin diferențierea relației (3.2) se obține imediat expresia acestei rezistențe dinamice

$$\boxed{r = dU/dI = mV_T/I} \quad (3.7)$$

care este **invers proporțională cu valoarea curentului de repaus**. Astfel, la diodele cu germaniu

$$\boxed{r = \frac{25 \text{ mV}}{I}} \quad (3.8)$$

iar la cele cu siliciu

$$\boxed{r \cong \frac{50 \text{ mV}}{I}} \quad (3.9)$$

Chiar la valori mici ale curenților, cum este 1 mA, rezistența dinamică are valori mici; pentru  $m = 1$ , ea este de 25  $\Omega$ . La curenți mari, rezistența dinamică scade și mai mult, devenind, de exemplu, numai 0.25  $\Omega$  la curentul de 100 mA.

Să presupunem acum că tensiunea  $E$  a sursei din Fig. 3.7 b), cu care am polarizat dioda, suferă o mică variație  $\Delta E$  și dorim să calculăm modificarea stării circuitului, adică variația  $\Delta I$  a curentului și variația  $\Delta U$  a tensiunii pe diodă. Am putea să utilizăm, în continuare metoda dreptei de sarcină, desenînd un detaliu mărit al caracteristicii, dar există o cale mult mai simplă și mai elegantă: putem considera că, pentru intervalul de variație considerat, caracteristica diodei este un segment de dreaptă (atenție, o dreaptă care **nu trece prin origine**). Acest lucru nu ajută mult metoda grafică, dar ne permite să utilizăm **rezistența dinamică**, calculată în punctul static în jurul căruia are loc variația. Dacă reluăm legea tensiunilor pe circuit

$$E - I \cdot R - U = 0,$$

o diferențiem și scriem că, pentru diodă,  $\Delta U = r \cdot \Delta I$ , obținem

$$\Delta E = R \cdot \Delta I + r \cdot \Delta I \quad (3.10)$$

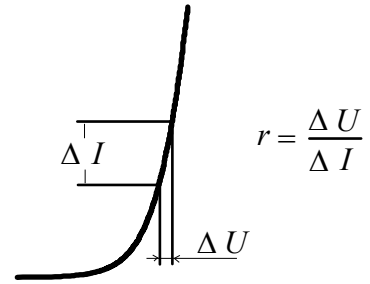


Fig. 3.10. Definierea rezistenței dinamice.

Este mult mai comod să privim la circuite decât la ecuații; or relația anterioară caracterizează un circuit serie (Fig. 3.11), alcătuit dintr-o sursă care produce tensiunea  $\Delta E$ , în serie cu rezistorul de limitare a curentului  $R$  și cu **rezistența dinamică a diodei**  $r$ . Mărimile electrice implicate sunt variațiile tensiunilor și curenților; am obținut un **circuit echivalent pentru variații mici**, cu care se lucrează mult mai ușor decât cu relația (3.10). Fiind un **circuit liniar**, putem scrie imediat (legea lui Ohm)

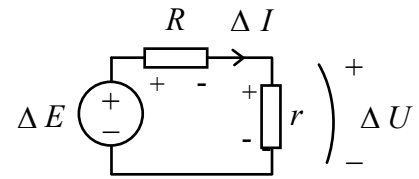


Fig. 3.11. În circuitul echivalent pentru variații mici, dioda este înlocuită cu rezistența ei dinamică.

$$\Delta I = \frac{\Delta E}{R + r} \quad (3.11)$$

iar variația tensiunii  $\Delta U$  se obține cu regula de trei simplă (avem un divizor rezistiv fără sarcină)

$$\Delta U = \Delta E \frac{r}{R + r}. \quad (3.12)$$

### E. Verificarea experimentală a unei dependențe exponențiale

Am văzut că, în conducție directă, caracteristica statică  $I = f(V)$  a unei diode semiconductoare este descrisă conform relației (3.2) de

$$I = I_s e^{\frac{V}{mV_T}}. \quad (3.13)$$

Vom încerca să verificăm experimental acest lucru; numai că într-un grafic desenat în coordonate liniare (prescurtare "lin-lin" în literatura științifică) aceasta este o operație dificilă, datorită variației puternic neliniare a funcției exponențiale. O soluție mai simplă va apărea dacă vom logaritma relația precedentă. Atenție însă, **nu puteți aplica operația de logaritmare decât numerelor adimensionale**, altfel veți ajunge la întrebarea fundamentală: **în ce unități se măsoară  $\log(I)$** ? Avem două posibilități, fie împărțim relația la  $I_s$ , fie la o altă valoare de curent, să zicem 1 mA. Vom avea dreptul să scriem

$$y = \log(I/1 \text{ mA}) = \log(I_s/1 \text{ mA}) + \frac{V}{mV_T} \frac{1}{\ln(10)} = A + BV \quad (3.14)$$

unde  $A$  și  $B$  sunt constante. Am obținut o relație de gradul întâi, care va avea drept grafic o **linie dreaptă**, ca în Fig. 3.12. a). Panta graficului este legată direct de  $\frac{1}{mV_T}$  iar punctul de la  $V = 0$  (obținut prin extrapolarea graficului) furnizează valoarea curentului de saturație.

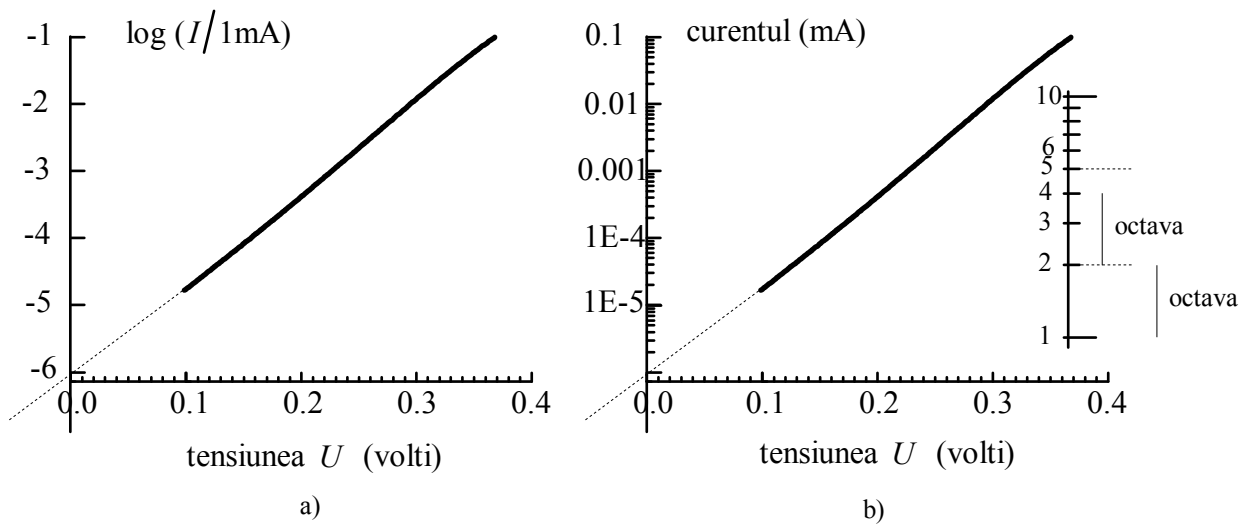


Fig. 3.12. Caracteristica diodei, în coordonate liniară pentru tensiune și logaritmică pentru curent.

Acesta este un procedeu absolut corect dar prezintă, în special pentru experimenterii, un inconvenient major: dacă alegem un punct oarecare de pe grafic, având coordonata  $y$ , și dorim să aflăm valoarea curentului va trebui să efectuăm operația matematică  $10^y \cdot 1 \text{ mA}$ ; or **rolul esențial al unui grafic este să permită citirea comodă și rapidă a informației**. Din acest motiv, gradarea axei  $y$  (liniute ajutătoare și etichete) **nu se face cu valorile logaritmului ci direct cu valorile mărimii reprezentate**, ca în desenul b) al figurii. Evident, **ele nu vor fi echidistante, dar vor prezenta niște proprietăți esențiale pentru o reprezentare logaritmică**. Dacă pe o axă liniară o deplasare  $\Delta y$  este proporțională cu variația  $I_{final} - I_{initial}$  a mărimii reprezentate, pe o scara logaritmică ea este proporțională cu raportul de multiplicare a mărimii reprezentate,  $I_{final}/I_{initial}$ . Astfel, distanțele pe scara logaritmică se măsoară în **decade** (corespunzătoare multiplicării cu zece) sau **octave** (corespunzătoare multiplicării cu doi).

În desenul b) aveți desenată, în detaliu, o decadă. Se poate observa că diviziunile 1, 2, 5 și 10 sunt aproximativ echidistante. Această observație vă permite să vă construiți rapid și fără efort o scară logaritmică aproximativă; din același motiv, dacă doriți să aveți puncte experimentale echidistante pe axa  $y$ , va trebui să faceți măsurătorile în această secvență de valori.

Cum extragem, însă, informațiile din acest grafic? Revenind la relația (3.14), pe o decadă de curent  $y = \log(I/1 \text{ mA})$  crește cu o unitate și, deci, tensiunea variază cu  $\ln 10 \cdot mV_T = 2.30 \cdot mV_T$

$$\boxed{\Delta U_{(10)} = 2.30 \cdot mV_T \Rightarrow I \rightarrow 10 \cdot I} \quad (3.15)$$

Pentru o dublare a curentului, variația de tensiune necesară este  $\log 2 \cdot \ln 10 \cdot mV_T = 0.69 \cdot mV_T$

$$\boxed{\Delta U_{(2)} = 0.69 \cdot mV_T \Rightarrow I \rightarrow 2 \cdot I} \quad (3.16)$$


După determinarea din graficul experimental a oricăreia dintre tensiunile  $\Delta V_{(10)}$  sau  $\Delta V_{(2)}$ , putem utiliza una din relațiile (3.15) sau (3.16) pentru calcularea produsului  $mV_T$ . Cît despre curentul de saturație  $I_s$ , el poate fi citit acum direct pe grafic, după extrapolare.

## Enunțuri frecvent utilizate

(atît de frecvent încît merită să le memorați)

-Dioda este un dipol care conduce, practic, într-un singur sens: de la anod la catod.



- Pentru diodă se utilizează simbolul  , unde săgeata arată sensul în care poate să treacă curentul.

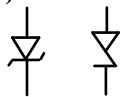
- La polarizare directă, curentul devine semnificativ după depășirea tensiunii de deschidere. Această tensiune este de 0.2-0.3 V la diodele cu germaniu și 0.6-0.7 V la diodele cu siliciu.

- În conducție directă, curentul crește exponențial, valoarea sa multiplicându-se cu 10 la fiecare creștere a tensiunii de 60 mV la diodele cu germaniu și 120 mV la cele cu siliciu.

- Pentru variații mici putem defini rezistența dinamică; ea este 25 mV/I la diodele cu germaniu și aproximativ 50 mV/I la cele cu siliciu.

- Curentul invers nu este chiar nul; valorile sale sunt de ordinul zecilor de  $\mu\text{A}$  la diodele cu siliciu și de ordinul zecilor de nA la cele cu siliciu. Oricum, el este de  $10^3$ - $10^6$  ori mai mic decît cel de conducție directă.

- Dacă tensiunea inversă depășește o anumită valoare, dioda se străpunge invers și curentul devine important. Diodele stabilizatoare (Zener) sunt destinate utilizării în această regiune, tensiunea de străpungere fiind intenționat adusă la valori mici (3V - 100 V).



- Pentru diodele stabilizatoare se utilizează simbolurile

- Diodele stabilizatoare cu tensiunea nominală apropiată de 5 V sunt cele mai puțin sensibile la temperatură.

- Punctul static de funcționare (PSF) al unui circuit cu dispozitive neliniare poate fi calculat aproximativ prin metoda grafică a dreptei de sarcină. Metoda este utilă mai ales în vizualizarea evoluției PSF atunci cînd unul din parametrii circuitului este modificat.

- Pentru variații mici în jurul unui anumit punct de funcționare, modificare stării circuitului poate fi calculată utilizînd circuitul echivalent pentru variații. În acest circuit, dioda este înlocuită cu un rezistor avînd rezistența egală cu rezistența dinamică a diodei, calculată în jurul aceluși punct de funcționare.

- Verificarea experimentală a unei dependențe exponențiale se face comod prin reprezentarea dependenței în scară logaritmică pentru funcție și scară liniară pentru variabila independentă. În această reprezentare, graficul devine o linie dreaptă.

## Termeni noi

-diodă	dipol care permite trecerea curentului doar într-un sens, de la anod la catod;
-polarizare (conducție) directă	polarizarea diodei astfel încât potențialul anodului să fie mai ridicat decât al catodului;
-polarizare inversă	polarizarea diodei astfel încât potențialul anodului să fie mai coborât decât al catodului;
-tensiune de deschidere	valoarea tensiunii în polarizare directă, de la care valoarea curentului începe să fie semnificativă;
-tensiunea termică	valoarea expresiei $k_B T/e$ , unde $k_B$ este constanta Boltzman, $T$ temperatura în K iar $e$ este sarcina electronului; la temperatura camerei tensiunea termică este aproximativ 25 mV;
-parametru de recombinare	parametru adimensional, cu valori între 1 și 2, care caracterizează mecanismul de conducție în joncțiunile semiconductoare; la diodele cu germaniu are valoarea 1, la cele cu siliciu se apropie de valoarea 2, depinzând de valoarea curentului;
- rezistență dinamică	raportul $\Delta U/\Delta I$ , calculat pentru variații mici în jurul unui punct de funcționare; la dispozitivele neliniare valoarea rezistenței dinamice depinde de punctul de funcționare;
-străpungere inversă	creșterea rapidă a curentului atunci când tensiunea inversă depășește o anumită valoare;
-diodă stabilizatoare (Zener)	diodă construită astfel încât tensiunea de străpungere inversă să fie adusă la o valoare mică, convenabilă; dioda este utilizată în regiunea de străpungere inversă;
-rezistență de sarcină	rezistență (rezistor) pe care circuitul electronic controlează tensiunea (și puterea disipată);
-dreaptă de sarcină	graficul relației liniare care caracterizează funcționarea circuitului extern dipolului neliniar; el intersectează axele la $E$ și $E/R$ ;
-circuit echivalent pentru variații	un circuit care este utilizat pentru "vizualizarea" comodă a relațiilor existente între variațiile (mici) ale curenților și tensiunilor; în el, dispozitivele neliniare sunt "înlocuite" cu rezistențele lor dinamice;
- decadă	interval de lungime constantă pe scara logaritmică, corespunzând multiplicării cu zece a valorii variabilei;
- octavă	interval de lungime constantă pe scara logaritmică, corespunzând dublării valorii variabilei.

## Probleme rezolvate

**Problema 1.** Sursa de tensiune  $V_g$  produce o evoluție a potențialului nodului A ca în Fig. 3.13. Determinați evoluția în timp a curentului prin diodă, aceasta fiind una redresoare cu siliciu, avînd tensiunea de străpungere inversă mult mai mare decît 10 V. Aflați, de asemenea, cum evoluează potențialul nodului B (ieșirea circuitului). Propuneți o aplicație pentru acest circuit.

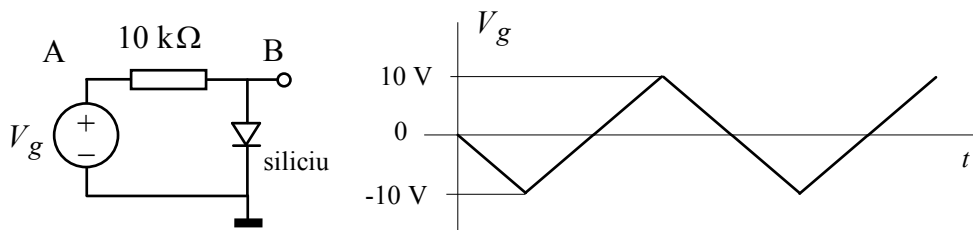


Fig. 3.13.

### Rezolvare

Analizăm mai întâi situația cînd potențialul punctului A este pozitiv; în acest caz dioda va fi polarizată direct. Atîta timp, însă, cît tensiunea pe diodă nu va depăși tensiunea de deschidere (0.6 V pentru că dioda este din siliciu), curentul va fi practic nul. În consecință, căderea de tensiune  $U_R$  pe rezistor ( $I \cdot 10 \text{ k}\Omega$ ) va fi și ea nulă și deci

$$U_R = V_g - V_B = 0 \Rightarrow V_B = V_g.$$

Relația anterioară este valabilă cîtă vreme  $V_g < 0.6 \text{ V}$ :

$$0 \leq V_g(t) < 0.6 \text{ V} \Rightarrow I = 0 \text{ si } V_B(t) = V_g(t)$$

La depășirea de către  $V_g$  a tensiunii de deschidere, dioda începe să se deschidă; deși curentul crește, tensiunea pe diodă rămîne practic constantă. Putem, astfel, calcula valoarea instantanee a curentului

$$0.6 \text{ V} \leq V_g(t) \Rightarrow I = \frac{V_g(t) - 0.6 \text{ V}}{R} \text{ si } V_B(t) = \text{constant} = 0.6 \text{ V}.$$

Valoarea maximă a curentului este atinsă cînd  $V_g = 10 \text{ V}$  și este de 0.94 mA. În Fig. 3.14 a), evoluția potențialului  $V_g$  a fost reprezentată cu linie punctată, pe cînd evoluția potențialului  $V_B$  (tensiunea pe diodă) este trasată cu linie groasă. Trebuie remarcat că distanța între aceste curbe este chiar tensiunea pe rezistență,  $U_R = V_g - V_B$ , proporțională în orice moment cu intensitatea curentului, reprezentată și ea în desenul b).

Pentru cazul în care potențialul punctului A este negativ, situație este simplă, dioda fiind invers polarizată. Curentul prin diodă este practic nul și nodurile A și B au același potențial; avem

$$V_g(t) < 0 \Rightarrow I = 0 \text{ si } V_B(t) = V_g(t).$$



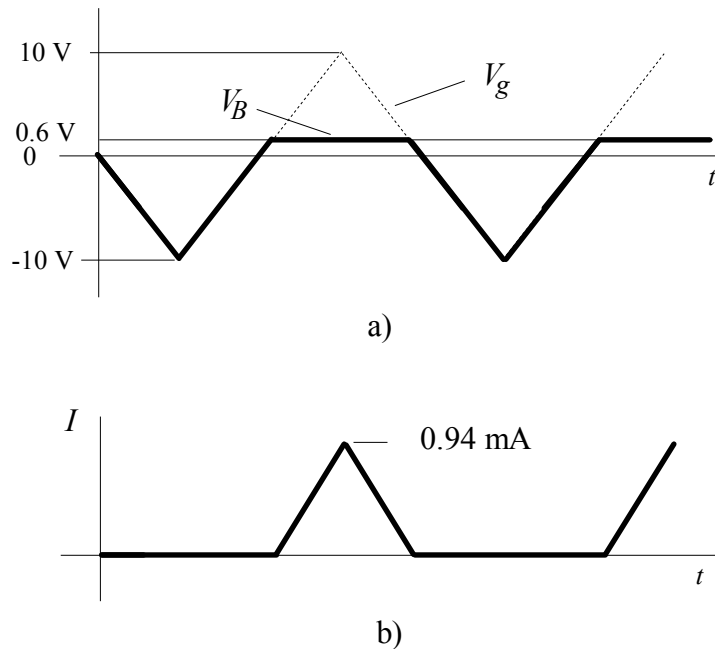


Fig. 3.14.

În concluzie, deși tensiunea generatorului evoluează între + 10 V și -10 V, tensiunea pe diodă evoluează numai între -10 V și + 0.6 V (tensiunea de deschidere în conducție directă). Circuitul acționează ca un **limitator de tensiune (clipper** în limba engleză), "rețezînd" orice vîrf care depășește 0.6 V. Astfel, circuitul poate fi utilizat pentru **protecția** unor dispozitive împotriva unor tensiuni pozitive prea mari. Valoarea rezistenței trebuie aleasă suficient de mare astfel încît intensitatea curentului prin diodă să nu devină periculoasă pentru diodă. Absența rezistenței (o valoare  $R = 0$ ) conduce la distrugerea diodei sau la părăsirea de către sursa a regimului liniar (intrarea în regimul de protecție prin depășirea curentului maxim). Dezavantajul circuitului este că pragul la care se face limitarea nu poate fi stabilit de proiectant, fiind egal cu tensiunea de deschidere a diodei.

### Problema 2.

a) Să reluăm problema precedentă, pentru circuitul modificat din Fig. 3.15 a).

### Rezolvare

De data aceasta, pentru ca dioda să se deschidă, potențialul anodului trebuie să treacă de  $V_{REF} + 0.6 \text{ V} = 2.6 \text{ V}$ . Circuitul va limita valorile pozitive ale tensiunii la valoarea 2.6 V, curentul maxim fiind de 0.74 mA. Putem, astfel, produce limitarea la orice valoare dorim, prin alegerea tensiunii  $V_{REF}$ .

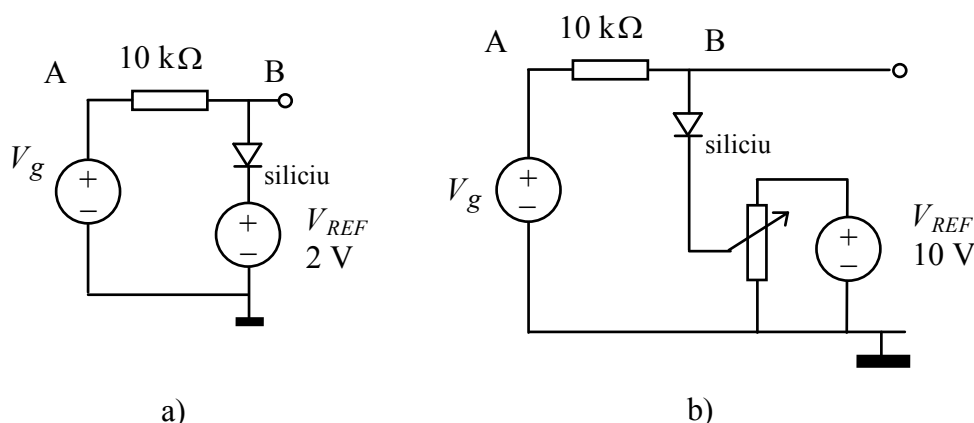


Fig. 3.15.

b) Circuitul din Fig. 3.15 b) permite ajustarea continuă a nivelului la care se face limitarea, prin intermediul unui potențiomtru. Acesta este echivalent cu un divizor rezistiv, la care se modifică raportul rezistențelor, suma lor rămânând constantă.

-între ce limite poate fi modificat nivelul la care se face limitarea ?

- ce valoarea trebuie să aibă rezistența potențiomtrului (între bornele sale extreme), pentru ca circuitul să funcționeze corect ?

### Rezolvare

-În pozițiile extreme, catodul diodei este ținut fie la zero fie la 10 V; nivelul de limitare va putea fi reglat, deci, între 0.6 V și 10.6 V.

-Pentru ca circuitul să funcționeze corect este necesar ca potențialul catodului să fie menținut constant, chiar cu dioda în conducție. Astfel, rezistența echivalentă a divizorului trebuie să fie mult mai mică decât rezistența de 10 kΩ care limitează curentul prin diodă. Dacă nu suntem foarte pretențioși, un potențiomtru cu rezistența de 1 kΩ este o alegere bună; în cel mai defavorabil caz, când cursorul este la jumătate, rezistența văzută de catodul diodei va fi aceea a două rezistențe de 500 Ω legate în paralel, adică 250 Ω, de 40 de ori mai mică decât rezistența de limitare de 10 kΩ.

### Probleme propuse

**P 3.1.** Calculați valoarea curentului prin circuitul din Fig. 3.16, dacă dioda este

- a) cu siliciu
- b) cu germaniu.

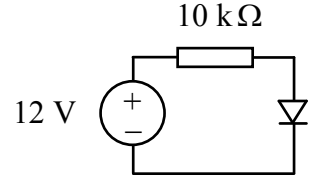


Fig. 3.16.

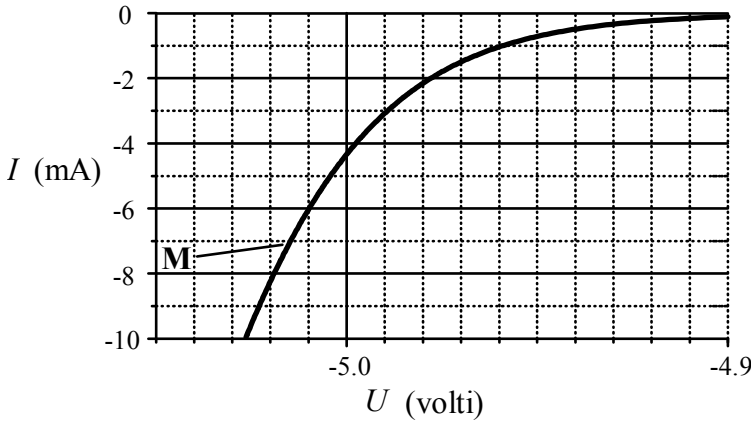


Fig. 3.17.

**P 3.2.** Sursa de tensiune din problema precedentă suferă o variație  $\Delta E = 1V$ . Considerînd o diodă cu siliciu, desenați circuitul echivalent pentru variații și calculați cu cît se modifică intensitatea curentului și tensiunea pe diodă (va trebui să calculați, mai întîi, rezistența dinamică a diodei, la curentul determinat anterior).

**P 3.3.** Caracteristica unei diode, în zona de străpunngere inversă, este cea din Fig. 3.17. Calculați, din grafic, rezistența dinamică în jurul punctului M.

**P 3.4.** În circuitul de limitare din Fig. 3.18., au fost montate **antiparalel**, două diode cu siliciu. Evoluția tensiunii generatorului se face între -10 V și 10V, cu o formă de undă identică cu cea de la problema rezolvată. Deduceți, din nou, evoluțiile potențialului punctului B și a curentului.

**P 3.5.** Proiectați un limitator care să taie vîrfurile mai mici de 3 V și vîrfurile mai mari de 7 V; utilizați o sursă de alimentare de +12 V, o rezistență de limitare a curentului de 1 kΩ, două diode cu siliciu și două divizoare rezistive.

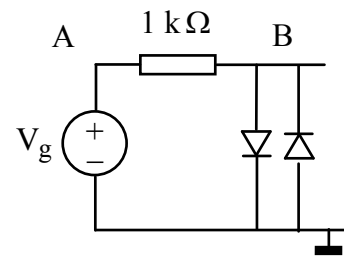


Fig. 3.18.

**P 3.6.** Dioda luminescentă (LED) din Fig. 3.19 are tensiunea de deschidere în jur de 2 V și dorim să fie operată la un curent de aproximativ 10 mA (+ sau - 10%). Calculați valoarea rezistenței. Cu cît se modifică intensitatea curentului dacă ne-am înșelat cu 0.5 V asupra tensiunii de deschidere ?

**P 3.7.** Utilizînd același circuit, trebuie să alimentăm o diodă laser. Ea are tensiunea de deschidere de aproximativ 2 V iar curentul de prag (de la care apare efectul laser) este de 50 mA. Curentul maxim la care funcționarea este sigură este de 100 mA. Alegeți o valoare adecvată pentru rezistență. Calculați apoi :

- puterea produsă de sursă
- puterea pierdută pe rezistență
- puterea absorbită de dioda laser

La curentu de 100 mA dioda laser emite o radiație luminoasă cu puterea de 5 mW. Estimați randamentul total (putere laser/putere consumată) și randamentul diodei laser (putere laser/putere diodă).

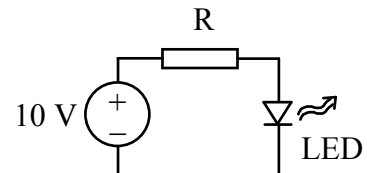


Fig. 3.19.

## Lucrare experimentală

Veți studia caracteristicile statice la trei diode semiconductoare: una cu germaniu, una cu siliciu și o diodă luminescentă (LED).

### Experimentul 1. Conducția directă

Desenați-vă schema circuitului din Fig. 3.20 și apoi stabiliți sensurile curenților și polaritățile necesare pentru aparatele de măsură, completând schema desenată. Realizați apoi circuitul, alegând dioda cu germaniu. Selectați scala de 10 mA pentru miliampermetru și cea de 1 V pentru voltmetru. Creșteți progresiv tensiunea sursei de alimentare urmărind evoluția curentului. Observați deschiderea diodei și notați-vă valoarea aproximativă a tensiunii de deschidere.

Reluați apoi experimentul, măsurând, după deschiderea diodei, 10-12 puncte experimentale curent-tensiune. Nu uitați că **miliampermetrul nu măsoară curentul prin diodă ci suma sa cu cel prin voltmetru**. Determinați rezistența  $R_V$  a voltmetrului și faceți corecția necesară pentru a obține curentul prin diodă cu o precizie de 1-5 %

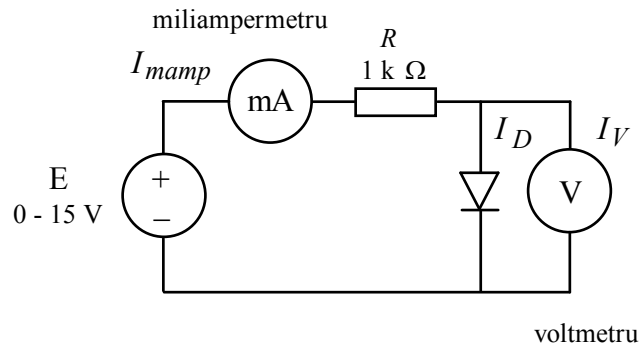


Fig. 3.20. Montajul experimental.

$$I_D = I_{mamp} - U/R_V$$

$V$ (volți)	$I_{mamp}$ (mA)	$I_V$ (mA)	$I_D$ (mA)
0	0	0	0

Repețați experimentul și pentru celelalte diode și desenați caracteristicile statice (curent în funcție de tensiune) pe același grafic, în scară liniară, cu ambele scale începînd de la valoarea 0.

### Experimentul 2. Este dependența curentului exponențială ?

Reluați investigarea conducției directe la diodele cu germaniu și siliciu, urmărind acum evoluția curentului pe o gamă mai largă de valori. Pentru că veți reprezenta curentul pe o scară logaritmică și este de dorit ca punctele experimentale să fie aproximativ echidistante, veți efectua măsurători la următoarele valori ale curentului (în mA) : 10; 5; 2; 1; 0.5; 0.2; 0.1; 0.05; 0.02; 0.01; 0.005; 0.002; 0.001. De data aceasta, la valori atît de mici ale curenților, corecția de voltmetru nu mai poate fi aplicată (justificați de ce !). Din acest motiv, va trebui să utilizați un **voltmetru electronic**, care are o rezistență internă de cîtiva  $M\Omega$ .

Reprezentați apoi, pe același grafic, dependențele  $I = f(U)$ , cu o scară logaritmică pentru curent și una liniară pentru tensiuni. Determinați variația de tensiune necesară, în cazul fiecărei diode, pentru ca intensitatea curentului să crească de 10 ori. Cunoscînd potențialul termic  $V_T \cong 26$  mV, determinați pentru diodele cu germaniu și, respectiv, siliciu, parametrul de recombinare  $m$ . Determinați, de asemenea, valoarea curentului  $I_S$  de saturație.

### Experimentul 3. Curentul invers

Dacă am da crezare expresiei teoretice (3.1), la polarizare inversă, după ce trece prin origine, curentul devine practic constant la tensiuni mai negative decât câteva zecimi de volt. deoarece la  $|U| \gg mV_T$  exponențiala devine neglijabilă față de unitate și

$$I_{REV} \cong -I_S.$$

La diodele reale apar curenți de scurgere care fac ca valoarea curentului invers să depindă de valoarea tensiunii pe diodă. Din acest motiv veți determina numai ordinul de mărime al acestui curent. Pentru aceasta, aplicați pe rând, pe diodele cu germaniu și siliciu, o tensiune inversă de aproximativ 5 V. Nu uitați să inversați, în prealabil, polaritățile aparatelor de măsură. Pentru a fi siguri că ceea ce măsurați este curentul prin diodă, deconectați voltmetrul după stabilirea tensiunii.

Determinați ordinul de mărime al curenților inverși. Dacă microampermetrul care măsoară curentul nu este suficient de sensibil, trageți concluzia că intensitatea curentului este mai mică decât valoarea minimă care ar putea fi pusă în evidență cu aparatul.

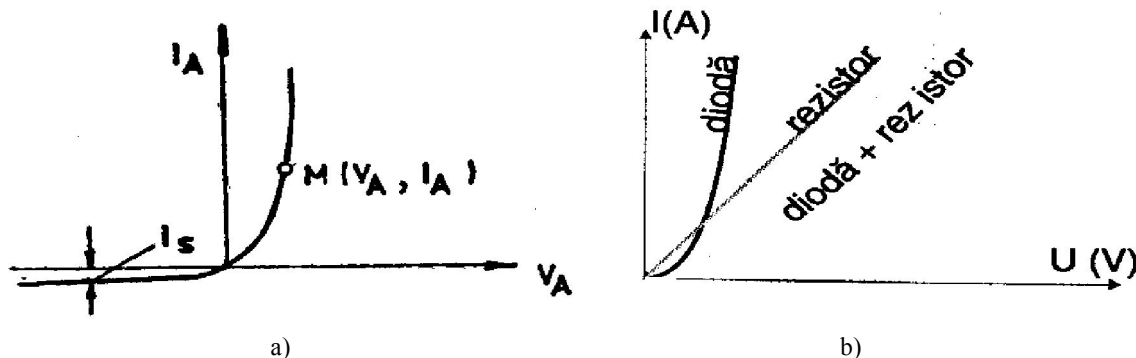
Cum sînt valorile curenților inverși pentru cele două tipuri de diode ? De cîte ori sunt mai mici decât valorile curenților în conducție directă ?

### Experimentul 4. Străpungerea inversă

Dioda cu siliciu pe care o aveți pe planșetă este una **stabilizatoare**. Polarizați-o invers și creșteți acum tensiunea peste 5 V. Atenție, miliampermetrul trebuie să fie pe scala de 10 mA ! Observați intrarea în străpungere inversă și notați-vă valoarea tensiunii de străpungere. Determinați, apoi, 10-12 puncte experimentale de pe caracteristică, după intrarea în străpungere inversă. Desenați graficul caracteristicii inverse, în scara liniară, cu tensiunea începînd de la 0 volți. Reprezentați, apoi, în detaliu, în alt desen, regiunea de străpungere inversă. Determinați din grafic rezistența dinamică  $\Delta U/\Delta I$  din regiunea de străpungere.

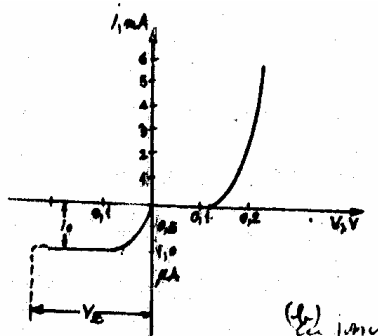
## Pagină distractivă

În cele mai multe cărți de electronică puteți întâlni graficul caracteristicii statice a diodei semiconductoare avînd forma<sup>1</sup> din desenul a) al figurii alăturate. Pe axe nu sunt trecute nici un fel de valori iar textul care îl însoțește este o înșiruire de formule fără valori numerice. Deși seamănă cu Fig. 3.3 a), graficul este incorect pentru că nu sunt specificate scările de valori la care este făcută reprezentarea.



Alți autori<sup>2</sup> sunt mai generoși, comunicîndu-ne că tensiunea se măsoară în volți și curentul în amperi (desenul b al figurii). Despre valorile numerice ale axelor respective elevii sunt liberi să creadă orice. Rezultatul inevitabil al acestui tip de literatură didactică este acela că elevii sau studenții rămîn cu informația că intensitatea curentului în conducție directă este mai mare **doar de cîteva ori** decît aceea a curentului invers.

O altă soluție în reprezentarea caracteristicii diodei este utilizarea de scale diferite pentru cadranele I și III al graficului<sup>3</sup>. Deși corectă și utilizată frecvent **între profesioniști** (care știu bine ordinele de mărime ale tensiunii și curentului), această soluție are dezavantajul că linia graficului prezintă un punct de frîngere în origine, proprietate pe care dependența reală nu o are (vezi Fig. 3.3 a) și b)). În plus, forma graficului este reținută automat de începători dar nu și faptul că scalele sunt complet diferite.



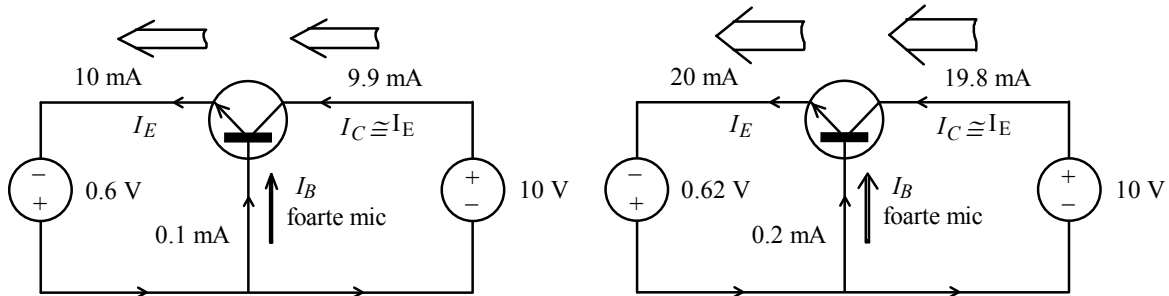
Ne putem explica evitarea cu îndrjire a desenării corecte în coordonate liniare și completarea sa cu reprezentări de detaliu numai prin procesul greoi de realizare a graficelor utilizat înainte apariției calculatoarelor personale. Dar noi bănuim că mulți autori nu au văzut niciodată o curbă reală pe caracterograf. Care exista cu mult înainte PC-urilor.

<sup>1</sup>Z. Schhlett, I. Hoffman, A. Câmpeanu, "Semiconductoare și aplicații", Ed. Facla, Timișoara, 1981.

<sup>2</sup>\*\*\*, "Fizică", Manual pentru clasa a X-a, Ed. Teora Educațional, București, 2000.

<sup>3</sup>\*\*\*, "Dispozitive și circuite electronice - partea I", Universitatea din București, 1985.

## Tranzistoare bipolare - caracteristici statice



### 4.1. Conexiunea bază comună 83

### 4.2. Conexiunea emitor comun 113

### 4.1. Conexiunea bază comună

1.A. Tranzistoare: structură, simboluri și mod de funcționare 83

1.B. Caracteristica de intrare 88

1.C. Caracteristicile de transfer 89

1.D. Caracteristica de ieșire 90

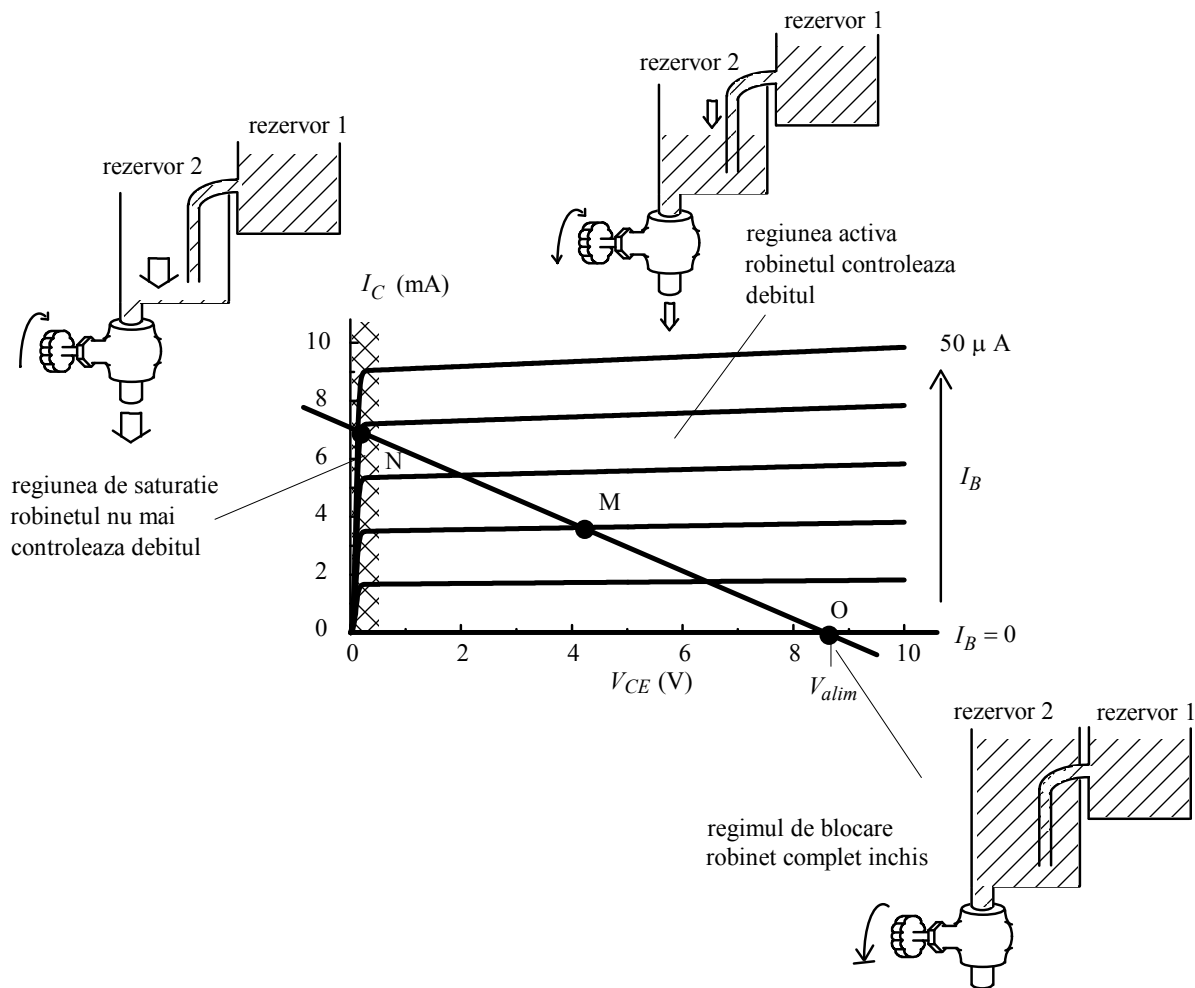
1.E. Saturația tranzistorului 93

1.F. Depășirea dificultăților conexiunii cu bază comună 95

1.G. Surse de curent cu tranzistoare bipolare 97

Probleme rezolvate 102, probleme propuse 106

Lucrare experimentală 108



## 4.2. Conexiunea emitor comun

- 2.A. Configurația cu emitor comun 113
- 2.B. Caracteristica de intrare 117
- 2.C. Caracteristicile de transfer 118
- 2.D. Caracteristica de ieșire 120
- 2.E. Saturația tranzistorului 123
- 2.F. Date de catalog 126
- Probleme rezolvate 131, probleme propuse 135
- Lucrare experimentală 137



## 4.1. Conexiunea bază comună

### 1. A. Tranzistoare: structură, simboluri și mod de funcționare

Am văzut că dioda, acționând ca și supapa în circuitele în care circulă fluide, permite curentului să treacă într-un singur sens, ca un întrerupător care s-ar deschide și închide singur, după sensul curentului. Un alt dispozitiv esențial în circuitele cu fluide este **robinetul**, care **controlează debitul** conform unei acțiuni externe, mecanice.

Pentru circuitele electrice, o acțiune asemănătoare o are **releul electromagnetic**, care controlează trecerea unui curent de intensitate mare, fiind comandat electric cu un curent mult mai mic. Releul electromagnetic are două proprietăți care îl fac să mai fie încă utilizat în unele aplicații: curentul de scurgere în starea "întrerupt" este extrem de mic iar rezistența în starea de conducție este infimă. Cu toate acestea, el are două dezavantaje majore. În primul rând, pentru că are piese mecanice în mișcare, este prea lent, neputând fi utilizat la frecvențe de peste câteva sute de Hz. Pe de altă parte, el nu permite **controlul gradual** al curentului ci doar unul de tipul tot sau nimic (on-off în limba engleză). Un control gradual îl putem realiza cu un rezistor reglabil ("potențiomtru") dar acesta trebuie acționat mecanic.

Primul dispozitiv care putea controla gradual curentul și era comandat printr-o tensiune a fost un tub electronic, **trioda**. Tuburile erau însă mari, grele și fragile, și aveau nevoie de puteri electrice mari. Din acest motiv, inventarea tranzistorului în 1947 de către John Bardeen și Walter Brattain de la Bell Laboratories a marcat un pas important în dezvoltarea electronicii; în Fig. 4.1 a) puteți admira primul tranzistor realizat, cu **contacte punctiforme**. Bazat pe conducția electrică la suprafața cristalului și pe contacte punctiforme cu fire metalice, acest "tranzistor de tip A" era instabil și nu funcționa de două ori la fel; în plus curentul controlat era puternic afectat de zgomot. Primul tranzistor utilizabil, **cu joncțiuni** (Fig. 4.1 b), este pus la punct în 1950 și în 1951 laboratoarele Bell îl fac cunoscut public <sup>1</sup>. Electronica modernă putea începe. Ulterior apare posibilitatea integrării mai multor tranzistoare într-un circuit integrat și revoluția tehnologică schimbă fața secolului XX.

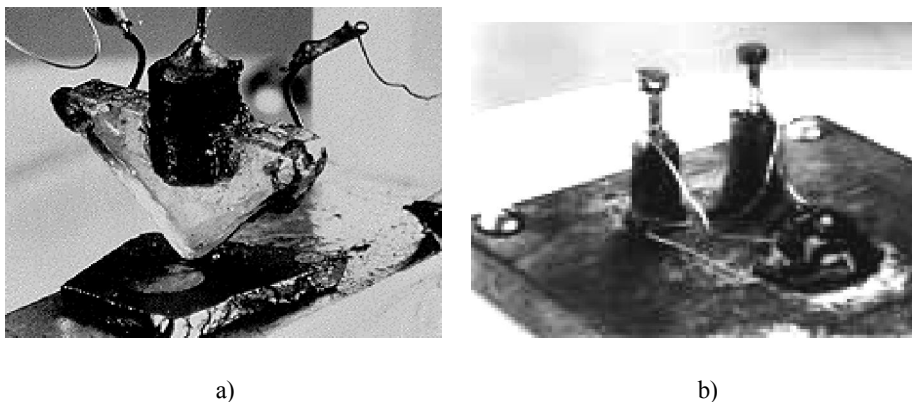


Fig. 4.1 a) și b). Primul tranzistor cu contacte punctiforme și primul tranzistor cu joncțiuni.

Imaginat încă din 1948 de către William Shockley, tranzistorul bipolar cu joncțiuni (prescurtat BJT - **B**ipolar **J**unction **T**ransistor în lb. eng.) este un dispozitiv semiconductor de tip sandwich, a cărei structură fizică conține trei regiuni semiconductoare distincte: emitorul, baza și colectorul, așa cum se vede în Fig. 4.1 c) și d) Pentru tranzistoarele **PNP**, emitorul și colectorul sunt de tip *p*, adică purtătorii majoritari sunt

<sup>1</sup> O istorie fascinantă a inventării tranzistorului bipolar puteți găsi la [www.pbs.org/transistor/index.html](http://www.pbs.org/transistor/index.html).

golurile, pe cînd baza este de tip  $n$ , aici purtătorii majoritari fiind electronii. Deși de același tip, emitorul și colectorul diferă prin concentrația de purtători majoritari, care este mult mai mare în emitor. La tranzistoarele **NPN** tipurile sunt inversate, emitorul și colectorul fiind de tip  $n$  iar baza de tip  $p$ . Elementele cheie în funcționarea tranzistorului sunt **grosimea mică a bazei și nivelul ei scăzut de dopare** (conductivitate redusă).

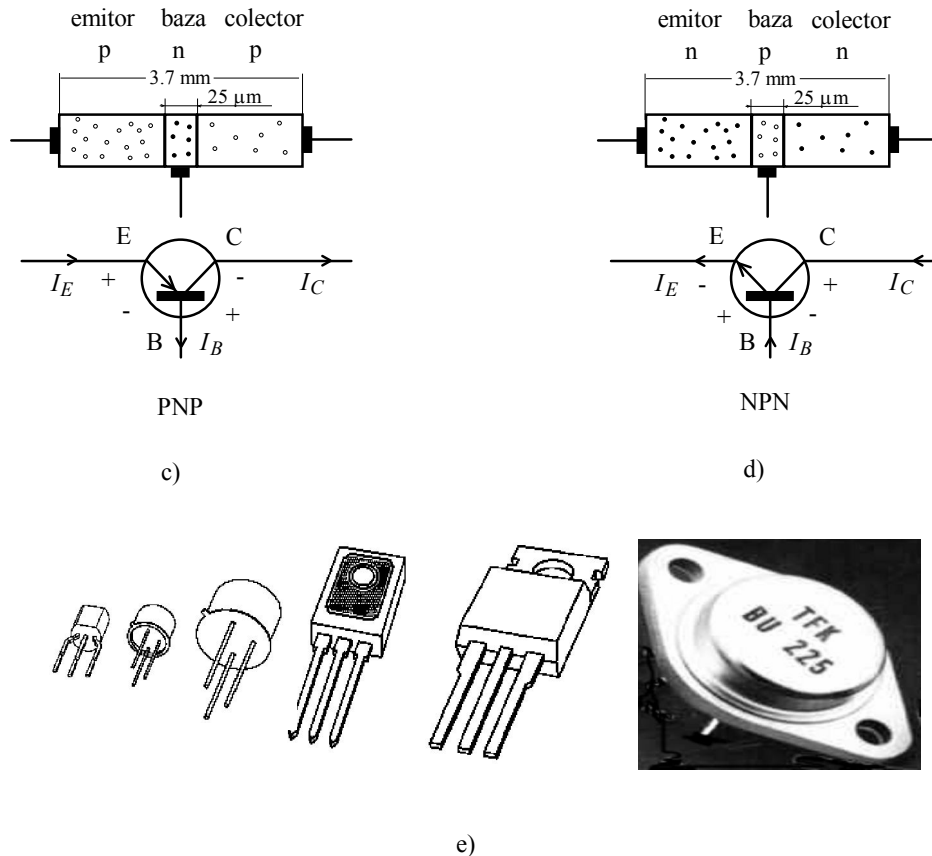


Fig. 4.1 c), d) și e). Tranzistoare bipolare, structură, simboluri și câteva dintre tipurile de capsule utilizate.

În figură sunt date și simbolurile pentru cele două tipuri de tranzistoare.

Săgeata arată care este terminalul **emitorului**; sensul ei este sensul în care conduce joncțiunea emitor bază, joncțiune care controlează starea "robinetului"

Primele tranzistoare cu joncțiuni erau fabricate prin extragerea unui monocristal de tip bară dintr-o topitură de germaniu dopată  $n$ ; în timpul extragerii, extrem de lente, regiunea bazei era dopată  $p$ . Au apărut apoi alte tehnologii mai perfecționate care au îmbunătățit performanțele tranzistoarelor bipolare obținute. Astăzi se realizează o gamă foarte largă de tranzistoare, pentru diferite aplicații: joasă și medie frecvență, înaltă frecvență, aplicații liniare, aplicații de comutație, etc.. În acest manual atenția noastră va fi concentrată asupra aplicațiilor de joasă și medie frecvență. În acest domeniu, capsulele tranzistoarelor (Fig. 4.1 e) sunt diferite după mărimea curentului maxim pe care îl pot suporta (de la 100 mA la 10 A) și după puterea termică pe care o pot disipa (de la 300 mW la 110 W)

Decamdată ne vom focaliza atenția numai **asupra tranzistoarelor NPN**; după ce vom înțelege bine cum funcționează acestea, cînd va trebui să utilizăm tranzistoare **PNP** nu va trebui decât să inversăm sensurile tuturor tensiunilor și curenților. Deși primul material semiconductor utilizat în construcția tranzistoarelor a

fost germaniul, datorită puternicei lor sensibilități termice aceste tranzistoare au fost înlocuite complet de tranzistoarele cu siliciu; din acest motiv

vom aborda în cele ce urmează numai tranzistoarele cu siliciu,

chiar dacă nu vom menționa de fiecare dată acest lucru explicit.

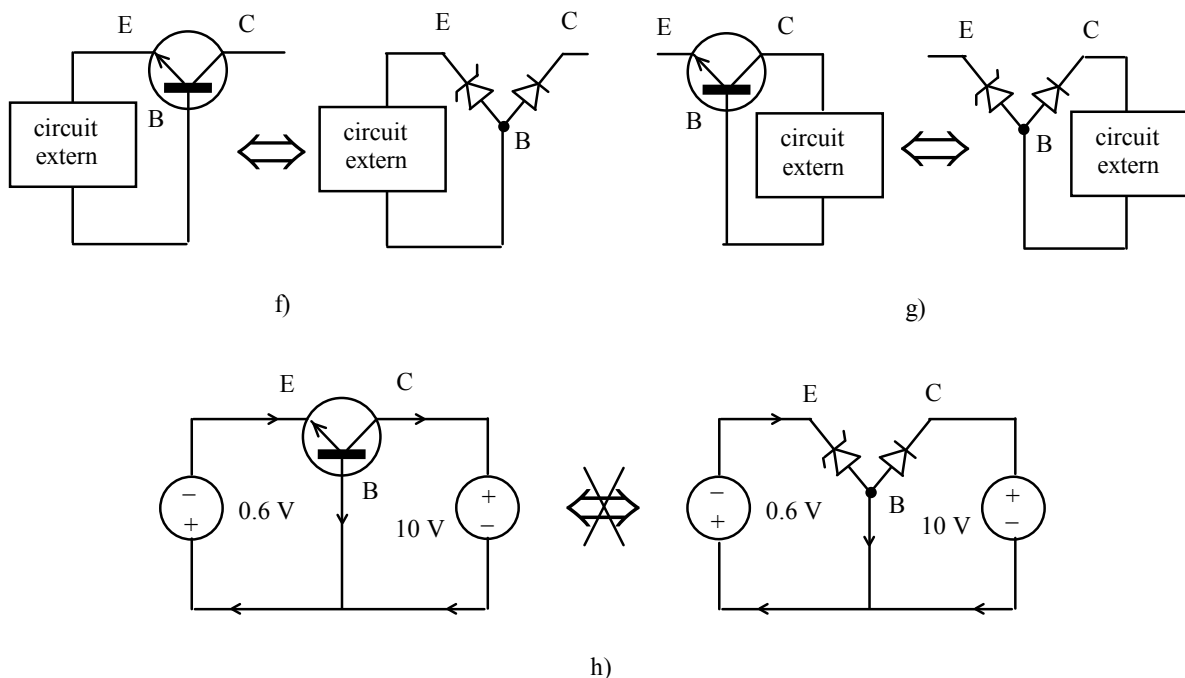


Fig. 4.1 f), g) și h). Tranzistoare bipolare: echivalența cu două diode dacă numai una din joncțiuni este polarizată (e, f) și absența acestei echivalențe când ambele joncțiuni sunt polarizate (g).

Tranzistorul are două **joncțiuni semiconductoare**, una emitor-bază și cealaltă bază-colector. Dacă le investigăm separat (al treilea terminal fiind lăsat în gol), ele se comportă ca niște diode, așa cum se poate observa în Fig. 4.1 f) și g). La tranzistoarele de putere mică, joncțiunea emitor bază are tensiunea inversă de străpungere coborâtă în jur de 6 V; din acest motiv e bine să privim această joncțiune ca o diodă Zener așa cum am figurat și noi în aceste desene. Efectul de tranzistor apare atunci când polarizăm ambele joncțiuni: cea emitor bază în sens direct iar cea colector bază în sens invers: datorită grosimii mici a bazei, cele două joncțiuni nu funcționează independent, așa cum ar fi făcut-o două diode legate între ele prin conductoare (Fig. 4.1 h).

**Atenție, acesta este un experiment imaginar și l-am construit cât mai simplu posibil; dacă îl încercați în practică și tensiunea sursei care polarizează joncțiunea bază-emitor crește accidental cu numai 0.180 V, curentul de emitor va crește de 1000 de ori și joncțiunea va fi pulverizată. În circuitele practice se utilizează todeauna o rezistență legată în serie, pentru limitarea curentului prin joncțiune.**

Să vedem în ce constă efectul de tranzistor. Dacă dorim ca tranzistorul să funcționeze ca un robinet controlat, cele două joncțiuni trebuie polarizate într-un anumit mod: joncțiunea emitor bază, care va controla robinetul, trebuie să fie direct polarizată (deschisă) iar joncțiunea colector bază trebuie să fie invers polarizată.

Regimul de lucru al tranzistorului cu joncțiunea emitor bază deschisă iar joncțiunea colector bază invers polarizată este denumit **regim activ normal**.

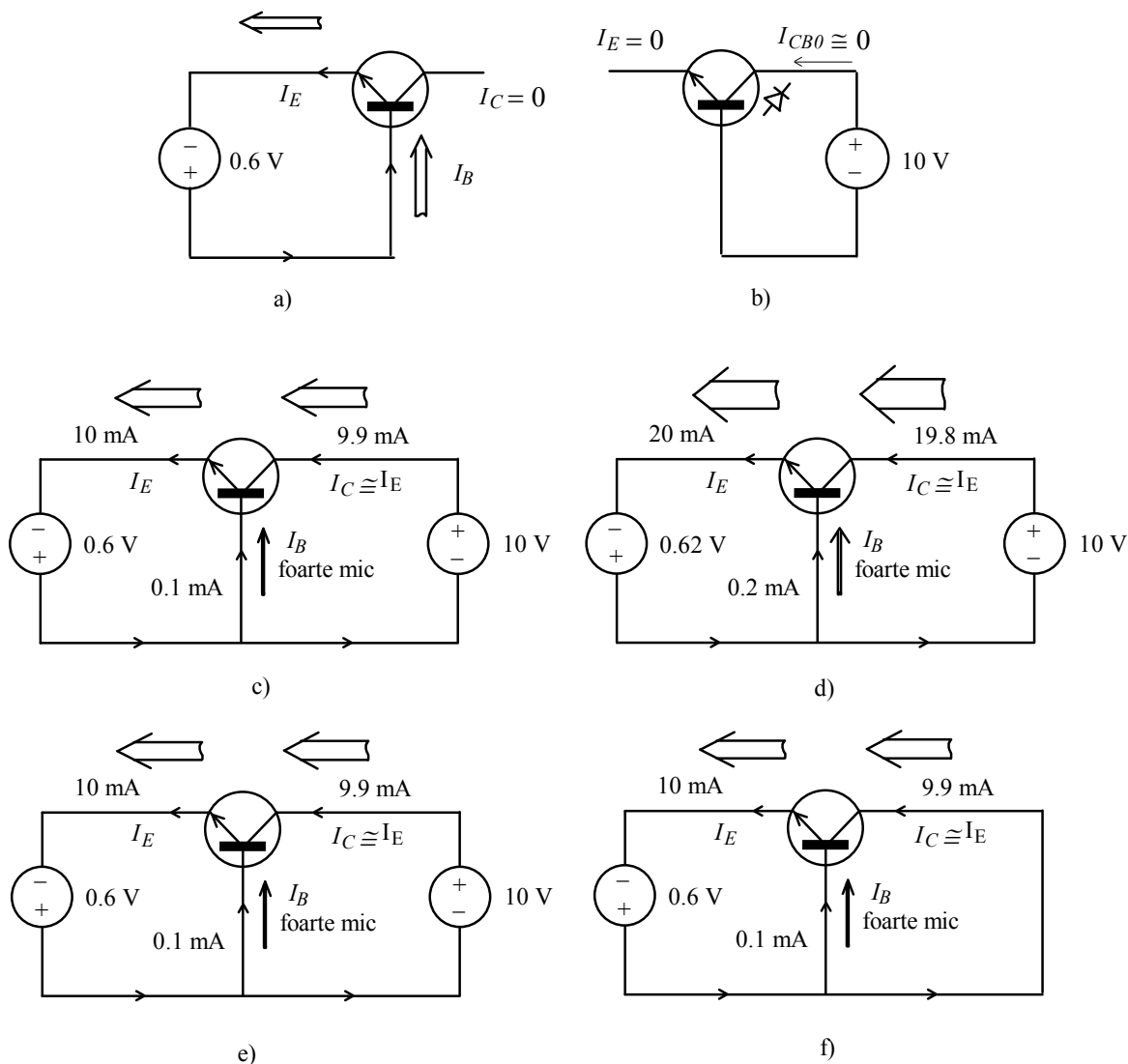


Fig. 4.2. Efectul de tranzistor.

Polarizăm mai întâi joncțiunile, separat, pe rând; așa cum am spus, în acest caz, tranzistorul se comportă ca un ansamblu de două diode montate "spate la spate". Joncțiunea emitor-bază se deschide și între emitor și bază circulă un curent de ordinul de ordinul mA - zeci de mA (Fig. 4.2 a). Dependența curentului de tensiune este una exponențială

$$I_E \cong \left( e^{\frac{V_{EB}}{mV_T}} - 1 \right); \quad (4.1)$$

cu  $m$  apropiat de valoarea 2, ca la o diodă cu siliciu. În ceea ce privește joncțiunea colector bază (desenul b), aceasta este invers polarizată (am desenat lângă simbol dioda echivalentă pentru ca acest lucru să fie evident) și curentul de colector (notat cu  $I_{CB0}$  pentru a arăta că emitorul este "în gol") este practic nul.

Aplicăm apoi simultan sursele de tensiune, ca în desenul c) al figurii, și, surpriză, curentul de emitor, în loc să circule prin terminalul bazei, circulă practic integral prin terminalul colectorului, **deși joncțiunea colector bază este invers polarizată.**

*Aplicarea atentă a legii curenților arată că, deși curentul de bază este foarte mic, la cealaltă bornă a sursei de 0.6 V curentul este egal cu  $I_E$ , la fel ca la borna legată în emitor. Pentru a nu complica desenul, săgețile "groase", care sugerează mărirea curenților, au fost desenate numai la terminalele tranzistorului.*

Dacă modificăm polarizarea joncțiunii emitor bază, deschizând-o mai mult (desenul d), curenții de emitor și colector, rămânând în continuare practic egali între ei, cresc. Spre deosebire de circuitul cu două diode,

în tranzistor, curentul de colector este controlat de tensiunea aplicată pe joncțiunea emitor bază.

Acest efect este datorat grosimii mici a bazei, mult mai mică decât lungimea de difuzie a electronilor, și dopării sale slabe; astfel, la străbaterea acesteia, electronii injectați din emitor au foarte puține șanse să întâlnească goluri și să se recombine cu ele.

Mai mult, la tranzistoarele de putere mică (sute de mW), curentul de bază este de sute de ori mai mic decât ceilalți și

**curentul de colector este practic egal cu cel de emitor, curentul de bază fiind mult mai mic decât aceștia.**

Chiar și la tranzistoarele de putere mare curentul de bază este foarte mic, de 20 -50 ori mai mic decât ceilalți doi și afirmația anterioară rămîne valabilă.

Pentru  $I_E = 0$ , rezultă, conform afirmației anterioare că și curentul ar trebui să fie nul. La polarizarea inversă a joncțiunii colector bază cu cel puțin cîteva zecimi de volt, acest lucru nu este perfect exact pentru că joncțiunea colector-bază fiind invers polarizată, vom avea în colector curentul invers  $I_{CB0}$  al joncțiunii. Relația ce leagă curenții de colector și emitor se scrie

(4.2)

$$I_C = \alpha I_E + I_{CB0}$$

unde constanta  $\alpha$  se numește amplificarea în curent (în conexiunea bază comună) și are valori foarte apropiate de unitate (fiind împrăștiată de la exemplar la exemplar și după tipul tranzistorului aproximativ între 0.95 și 0.998).

Pentru tranzistoarele cu germaniu, curentul  $I_{CB0}$  nu putea fi neglijat, mai ales cînd temperatura tranzistorului creștea, și din această cauză **aceste tranzistoare nu se mai utilizează.** În schimb, pentru tranzistoarele cu siliciu, curentul invers al joncțiunii colector-bază este de aproape 1000 de ori mai mic decât la cele cu germaniu. Putem, astfel, să uităm complet de el. Ni-l vom aminti doar atunci cînd vom studia efectul

modificării temperaturii asupra caracteristicilor tranzistoarelor. Și vom trage concluzia că nu el este vinovatul principal.

Și aceasta nu e tot. Revenim la polarizarea inițială a joncțiunii emitor-bază (desenul e) și modificăm acum valoarea tensiunii care polarizează invers joncțiunea colector-bază, coborînd-o chiar la zero, cu un scurtcircuit între colector și bază (desenul f). Curentul de colector rămîne insensibil la manevra noastră !

În regiunea activă normală, curentul de colector este **practic independent de tensiunea colector bază**.

Scopul circuitelor electronice este, în majoritatea cazurilor, prelucrarea semnalelor (informației). Există o pereche de borne de intrare, numită **port de intrare**, între care se aplică o tensiune variabilă din exterior. La o altă pereche de borne, numită **port de ieșire** este legat un consumator de energie pe post de **sarcină** (eventual un alt circuit). Rolul circuitului este ca starea portului de ieșire (tensiunea și curentul de ieșire) să fie controlată de starea portului de intrare, după o anumită relație funcțională. Pe de altă parte, ne-ar conveni ca starea portului de intrare să fie influențată cît mai puțin de cea a portului de ieșire.

Tranzistorul are numai trei terminale; astfel, unul dintre ele va trebui să fie comun atît portului de intrare cît și celui de ieșire. În configurația în care am investigat noi comportarea tranzistorului, baza era terminalul comun celor două porturi; am utilizat, deci, o configurație **cu baza comună**.

În conexiunea cu bază comună, portul de intrare este între emitor și bază iar portul de ieșire este între colector și bază, baza fiind astfel comună celor două porturi.

Această conexiune permite explicarea mai comodă a funcționării tranzistorului pentru că cele două surse de tensiune controlează **separat** tensiunile pe cele două joncțiuni. În plus, conexiunea oferă anumite avantaje în cîteva tipuri de aplicații.

Funcționarea în regim static a unui dipol poate fi descrisă prin dependența funcțională curent-tensiune, numită caracteristică statică. Starea unui dispozitiv care are un port de intrare și unul de ieșire, cum este tranzistorul, este determinată, însă, de **patru variabile**, care sunt curenții și, respectiv, tensiunile la fiecare din porturi. Vom avea nevoie, deci, de mai multe tipuri caracteristici:

- caracteristica de intrare (dependența curent-tensiune la portul de intrare)
- caracteristica de ieșire (dependența curent-tensiune la portul de ieșire)
- caracteristici de transfer, care leagă o mărime de la ieșire (curent sau tensiune) de o mărime de la intrare. Dacă dorim să înțelegem cum se comportă tranzistorul în circuitele în care este utilizat, va trebui să vedem cum arată caracteristicile sale statice.

## 1. B. Caracteristica de intrare

Prin caracteristică de intrare înțelegem dependența curent-tensiune de la portul de intrare, adică  $I_E$  în funcție de  $V_{EB}$ . Deși baza tranzistorului este și ea legată la portul de intrare, curentul de bază **nu este curent de intrare** deoarece, așa cum am subliniat anterior, la ambele borne ale sursei de tensiune care realizează controlul curentul are valoarea  $I_E$ . Pentru a nu complica discuția, vom înțelege aici, prin tensiunea  $V_{EB}$ , mărimea (fără semn) a tensiunii de polarizare a joncțiunii emitor bază; cu alte cuvinte, nu vom mai lăsa în seama caracteristicii de intrare să ne amintească polaritatea necesară pentru a ne situa în regiunea activă normală. Același lucru îl aplicăm și pentru curentul de intrare. Această abordare are avantajul că forma caracteristicii arată la fel și pentru tranzistoarele PNP.

Caracteristica de intrare trebuie trasată la anumite condiții constante la portul de ieșire. Cum  $I_C$  este practic egal cu  $I_E$ , nu pe el îl putem păstra constant; nu avem de ales, **va trebui să păstrăm constantă tensiunea de ieșire  $V_{CB}$** . În aceste condiții, caracteristica de intrare  $I_E = f(V_{EB})|_{V_{CB}=\text{const.}}$  este una exponențială,

$$I_E = I_0 e^{\frac{V_{EB}}{V_T}} \quad (4.3)$$

tensiunea de deschidere fiind, pentru tranzistoarele bipolare cu siliciu, în jur de 0.6 V. Când curentului de colector i se oferă o cale pe care să circule (colectorul nu este în gol) parametrul  $m$  este unitar deoarece baza este foarte subțire și recombinările au loc exclusiv în regiunea neutră a colectorului. Din acest motiv numitorul de la exponențială este exact  $V_T$  și curentul de emitor se multiplică cu 10 la fiecare creștere cu 60 mV a tensiunii emitor-bază, **ca la o diodă cu germaniu**.

La portul de intrare, **tranzistorul nu se comportă ca un rezistor**, caracteristica sa fiind neliniară și similară cu aceea a unei diode. Pentru a caracteriza efectul unei mici variații a tensiunii  $V_{EB}$ , introducem **rezistența dinamică**, ce caracterizează local caracteristica (depinde de punctul unde se calculează)

$$r_{eb} = dV_{EB}/dI_E; \quad (4.4)$$

Din relația (4.3) rezultă că ea are expresia

$$r_{eb} = V_T/I_E \quad (4.5)$$

fiind invers proporțională cu valoarea curentului. Astfel, la 1 mA ea este de 25  $\Omega$ , pe cînd la 10 mA coboară la 2.5  $\Omega$ .

#### Depinde caracteristica de intrare de tensiunea de la portul de ieșire ?

În mod ideal, ar trebui ca starea portului de ieșire să nu afecteze starea portului de intrare de unde se face controlul dispozitivului. Pentru tranzistorul bipolar, acest lucru este aproximativ adevărat. Cu toate acestea, o analiză mai atentă poate constata modificarea caracteristicii de intrare, dacă se schimbă valoarea tensiunii  $V_{CB}$  colector-baza la care este ea trasată. Acest efect, numit **efect Early**, se pune în evidență mai comod pe o scară logaritmică pentru curent (Fig. 4.3). Astfel, dacă  $V_{CB}$  se modifică de la 0 la 10V, caracteristica de intrare este pur și simplu trasată în sus. Aceasta înseamnă că putem descrie efectul fie la  $V_{EB}$  constant, prin înmulțirea curentului de emitor cu un factor de aproximativ 1.1 (creștere de 10%), fie la  $I_E$  constant, fiind necesară acum o tensiune  $V_{EB}$  cu aproximativ 2 mV mai mică. Cele mai multe texte preferă a doua variantă, afirmînd că la creșterea tensiunii colector-bază scade tensiunea emitor bază, factorul  $\Delta V_{EB}/\Delta V_{CB}$  fiind în valoare absolută de

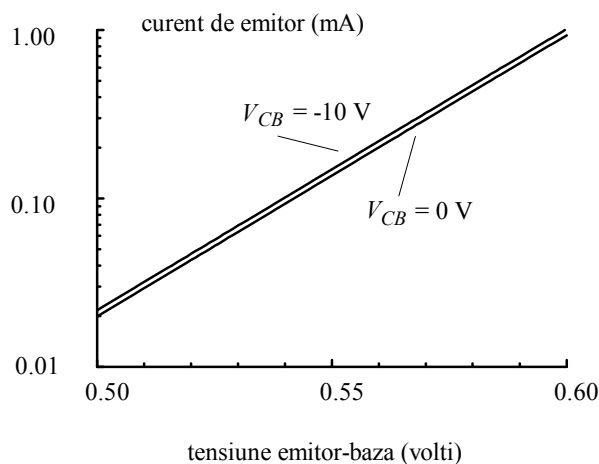


Fig. 4.3. Modificarea caracteristicii de intrare la variația tensiunii colector bază.

ordinul a  $10^{-4}$  (de cele mai multe ori informația că aceasta se întâmplă dacă păstrăm constant curentul  $I_E$  este omisă, producând confuzie pentru începători).

*Observație: Pentru diferite valori constante ale tensiunii de ieșire  $V_{CB}$  se obțin curbe diferite  $I_E = f(V_{EB})$ ; acest ansamblu de curbe este numit de multe ori "familia caracteristicilor" de intrare. Noi vom continua să utilizăm însă o terminologie mai simplă, vorbind despre caracteristica de intrare și influențarea sa de către parametrul  $V_{CB}$ . Acest lucru va fi valabil și pentru celelalte tipuri de caracteristici.*

### 1.C. Caracteristicile de transfer

Mărimea de ieșire care este controlată prin starea portului de intrare este **curentul de colector**. Putem considera, cu egală îndreptățire, că el este controlat fie de curentul de emitor (curentul de la portul de intrare), fie de tensiunea emitor-bază (tensiunea de la portul de intrare). În ambele cazuri, parametrul care trebuie menținut constant este tensiunea colector bază.

Așa cum am spus, la tranzistoarele cu siliciu curentul rezidual de colector este neglijabil și avem îndeplinită relația (4.2)

$$I_C = \alpha I_E$$

Cum  $\alpha \cong 1$ , caracteristica de transfer  $I_C = f(I_E)|_{V_{CB}=\text{const.}}$  este o linie dreaptă, practic identică cu prima bisectoare. La modificarea tensiunii  $V_{CB}$ , factorul de amplificare  $\alpha$  se modifică extrem de puțin, crescând cam cu  $10^{-4}$ /volt.

Considerînd că tensiunea emitor bază controlează curentul de colector, caracteristica de transfer  $I_C = f(V_{EB})|_{V_{CB}=\text{const.}}$  este descrisă de relația

$$I_C = I_s e^{\frac{V_{EB}}{V_T}}; \quad (4.6)$$

dacă privim tranzistorul ca un robinet controlat de tensiune, funcționarea sa este foarte neliniară. Pentru tensiuni pînă la 0.6 V curentul este nesemnificativ, pentru ca apoi creșterea să fie explozivă. Avem, de fapt, aceeași comportare de la dioda cu germaniu:

dublare a curentului la fiecare creștere cu 18 mV și multiplicare cu 10 la fiecare creștere de 60 mV.

Pentru a caracteriza **sensibilitatea controlului** se definește un parametru dinamic, numit **transconductanță dinamică**

$$g_m = \frac{d I_C}{d V_{EB}}; \quad (4.7)$$

se poate arăta imediat că



$$g_m = \frac{I_C}{V_T} \quad (4.8)$$

unde  $I_C$  este valoarea în jurul căreia s-a calculat transconductanța iar  $V_T$  este potențialul termic (25 mV la temperatura camerei).

### 1.D. Caracteristica de ieșire

Păstrind constantă intensitatea curentului de emitor, caracteristica de ieșire  $I_C = f(V_{CB})$  are forma din Fig. 4.4 a), adică o dreaptă orizontală. Ecuația care descrie caracteristica este  $I_C = \alpha I_E$  și cum  $I_E$  este constant...Cît de constant este, însă, factorul  $\alpha$  la variația tensiunii colector bază ? El variază cam cu  $10^{-4}$  pe volt și cum noi am produs o variație de 10 V, curentul de colector a crescut cam cu o miime din valoarea lui, creștere insesizabilă cu un aparat de măsură analogic (cu ac indicator) și la fel de insesizabilă pe graficul nostru).

Tranzistorul se comportă la portul de ieșire ca o sursă de curent aproape ideală, așa cum este arătat în desenul c) al figurii. La o valoare a curentului de 1 mA, rezistența ei echivalentă este de ordinul a  $\frac{10V}{I_E \cdot 10^{-3}} = \frac{10V}{1mA \cdot 10^{-3}} = 10M\Omega$ . Cum la aceeași modificare a tensiunii colector-bază variația curentului este proporțională cu valoarea sa inițială, valoarea rezistenței este **invers proporțională cu valoarea curentului de emitor**.

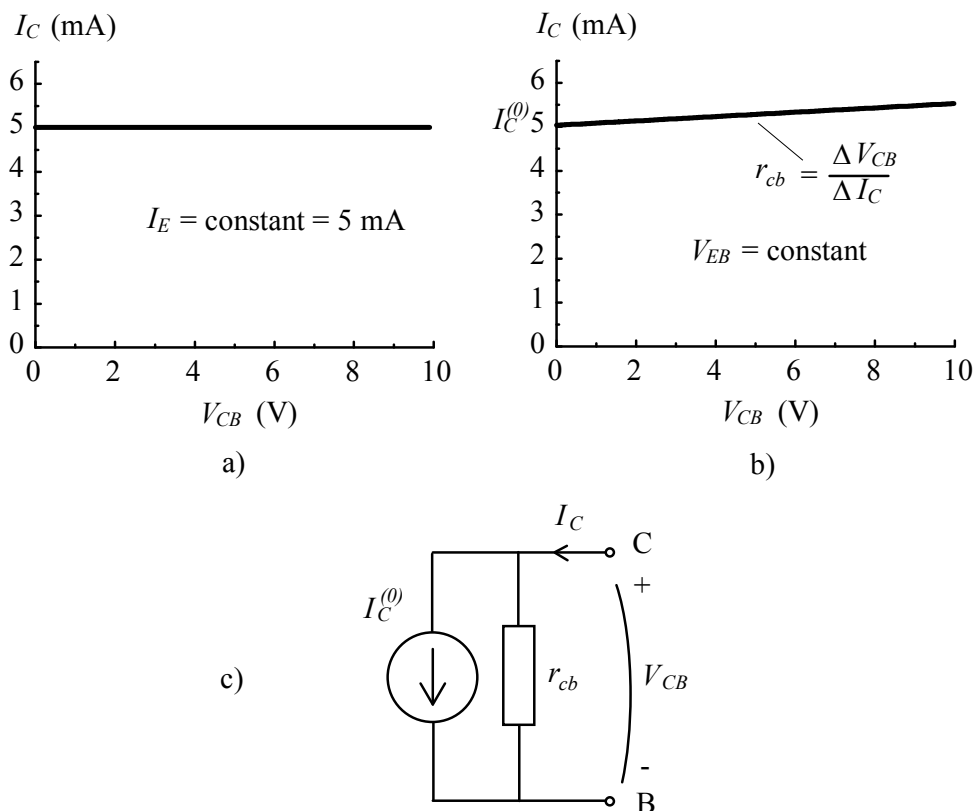


Fig. 4.4. Caracteristica de ieșire și modelarea portului de ieșire.

Ce s-ar fi întâmplat dacă ne-am fi hotărât să păstrăm, la portul de intrare, tensiunea emitor-bază constantă în locul curentului de emitor? De data aceasta, în expresia  $I_C = \alpha I_E$ , s-ar fi modificat și  $\alpha$  și valoarea  $I_E$  a curentului de emitor iar caracteristica de ieșire ar fi arătat ca în Fig. 4.4 b), curentul de colector modificându-se aproximativ cu o zecime din valoarea sa atunci când tensiunea colector bază variază de la zero la 10 V. Când am discutat modificarea caracteristicii de intrare la variația tensiunii de ieșire am remarcat pe graficul din Fig. 4.3 o variație a curentului de emitor de 10%. Cum  $\alpha$  variază extrem de puțin, aceasta este acum cauza principală a variației curentului de colector. Acum portul de ieșire nu mai este așa de aproape de o sursă ideală de curent: rezistența sa dinamică, calculată tot la un curent de 1 mA este în jur de  $\frac{10V}{1mA \cdot 10^{-1}} = 100k\Omega$ , performanță ce este de 100 de ori mai modestă decât în cazul în care mențineam  $I_E$  constant.

### Cine păstrează constant curentul de emitor în circuitele practice ?

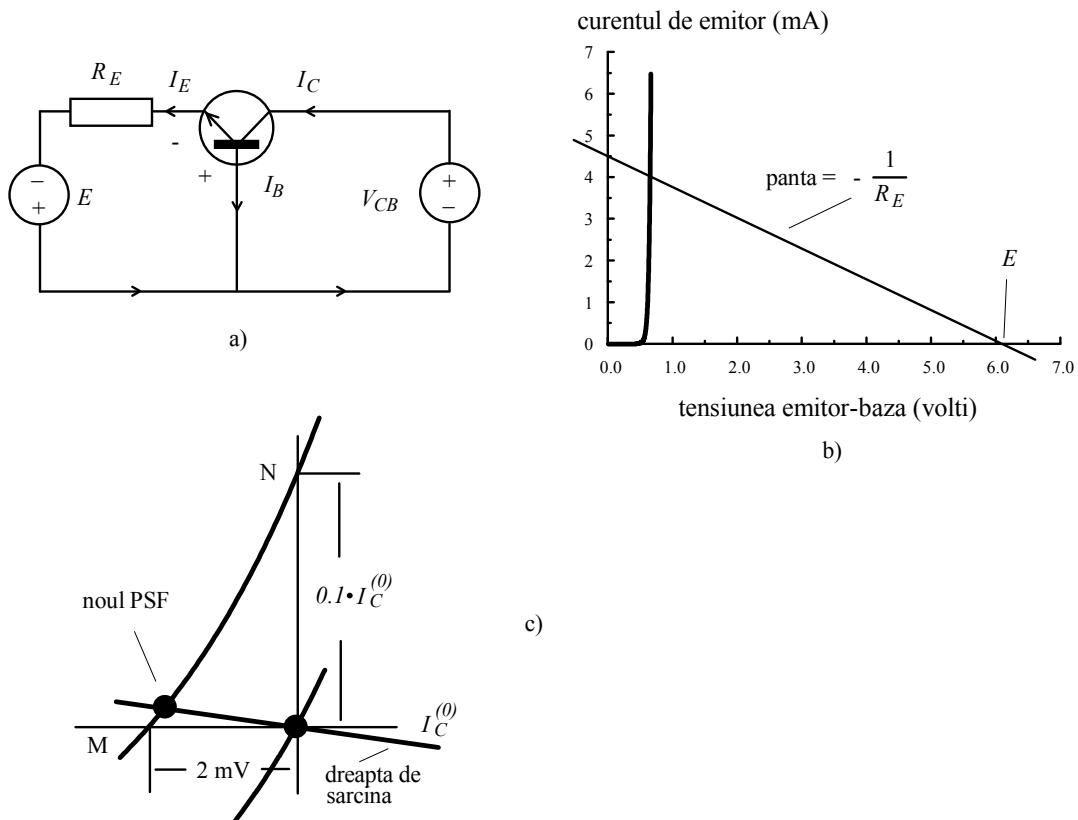


Fig. 4.5. Modificarea PSF de la intrare la variația tensiunii colector-bază în cazul unui circuit practic.

În circuitele practice nu se păstrează nici tensiunea  $V_{EB}$  constantă (nu ne convine pentru că performanțele sunt modeste) și nici  $I_E$  (ne-ar trebui o sursă ideală de curent, or tocmai asta vrem să realizăm cu tranzistorul nostru). Joncțiunea emitor bază este polarizată cu un circuit care conține o sursă de tensiune  $E$  și un rezistor cu rezistența  $R_E$ , ca în Fig. 4.5 a). Punctul de funcționare (curentul de emitor și tensiunea emitor bază) se găsește la intersecția caracteristicii cu dreapta de sarcină, care are panta  $\Delta I_E / \Delta V_{EB} = -1/R_E$ , așa cum se vede în Fig. 4.5 b).

Metoda dreptei de sarcină a fost descrisă pe larg în Cap. 3 la pag. 66.

Pentru a urmări cum se modifică acest punct de funcționare (PSF) la schimbarea tensiunii colector-bază, cele mai comode sunt coordonatele liniare (desenul c al figurii). Să presupunem că la  $V_{CB} = 0$  punctul de funcționare se găsește la  $I_{CB}^{(0)}$ . La creșterea tensiunii colector bază la valoarea de 10 V, avem o nouă caracteristică de intrare: cunoaștem două puncte de pe aceasta, punctul M la 2 mV la stînga pe orizontală și punctul N cu o zecime din  $I_{CB}^{(0)}$  mai sus, pe verticală ca în desenul c) al figurii.

Este evident din figură că tensiunea emitor bază-emitor scade cu mai puțin de 2 mV. Din acest motiv veți întâlni în multe texte afirmația că "tensiunea emitor bază scade cu 2 mV..."; aceasta trebuie înțeleasă în sensul cazului cel mai defavorabil: "tensiunea scade cu cel mult 2 mV..." Putem deduce imediat că valoarea curentului de emitor crește cu mai puțin de  $2mV/R_E$ . Dacă pe rezistența  $R_E$  am fi acceptat să pierdem o tensiune  $I_E^{(0)}R_E = U_{RE}$ , variația relativă a curentului de emitor  $\Delta I_E / I_E^{(0)}$  ar fi mai mică decît  $\frac{2mV}{U_{RE}}$ . Cu o

cădere de tensiune de 2 V pe rezistența din emitor (ceea ce nu constituie o problemă), curentul de emitor crește la variația cu 10 V a tensiunii colector bază cu numai o miime din valoarea sa; efectul este de aceeași mărime cu cel produs de variația factorului  $\alpha$ .

În concluzie, la o variație de 10 V a tensiunii colector bază, curentul de colector crește cu 0.2 - 0.5 %. Aceasta este performanța pe care ne-o poate oferi sursa de curent realizată cu circuitul simplu din Fig. 4.5 a). Dacă o exprimăm în termeni de rezistență dinamică a portului de colector, la un curent de 1 mA, obținem o valoare în jur de 2 - 5 M $\Omega$ .

Rezistența dinamică obținută va fi, însă, invers proporțională cu valoarea curentului.

### 1.E. Saturația tranzistorului

Ce condiție trebuie să respectăm pentru ca portul colector-bază să se comporte ca o sursă de curent ? Din Fig. 4.4 a) rezultă că dacă tensiunea colector bază este mai mare ca zero, totul este în regulă. Această tensiune nu poate depăși o anumită valoare maximă, peste care joncțiunea colector-bază se străpunge invers. Dar dacă polaritatea tensiunii  $V_{CB}$  se schimbă ? Joncțiunea colector bază devine direct polarizată și, după depășirea tensiunii de deschidere, prin ea începe să treacă un curent din ce în ce mai mare, care are sensul invers celui determinat de curentul de emitor. Astfel, curentul total de colector începe să scadă (Fig. 4.6), ajunge la zero, schimbă sensul și crește în continuare puternic (în valoare absolută), deoarece devine dominant curentul de conducție directă al joncțiunii colector-bază.

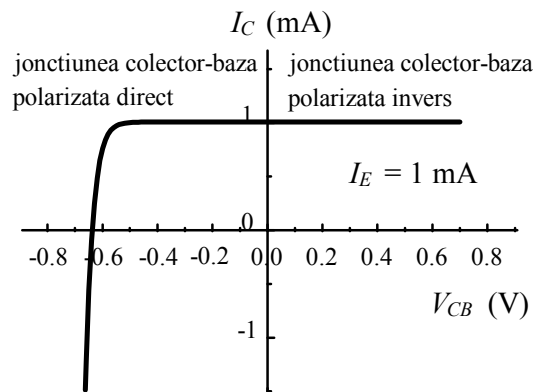


Fig. 4.6. Caracteristica de ieșire la inversarea polarității tensiunii colector bază.

În regiunea în care joncțiunea colector-bază este deschisă, numită **regiune de saturație**, relația  $I_C = \alpha I_E$  încetează să mai fie respectată și curentul de colector nu mai este controlat de portul de intrare.

Pentru ca tranzistorul să se comporte sigur ca o sursă de curent, tensiunea  $V_{CB}$  trebuie să fie cuprinsă între valoarea zero și valoarea  $V_{CB\max}$  specificată de fabricant. Aceasta este **compliancea de tensiune a sursei de curent** realizată cu tranzistorul nostru.

Utilizarea unei surse de curent nu se face, însă, prin cuplarea directă la bornele sale a unei surse de tensiune ci prin intercalarea unei **sarcini** care să beneficieze de curentul constant al sursei de curent, ca în Fig. 4.7 a). În general, parametrul care se modifică este valoarea rezistenței de sarcină și vom analiza evoluția punctului de funcționare prin metoda drepte de sarcină.

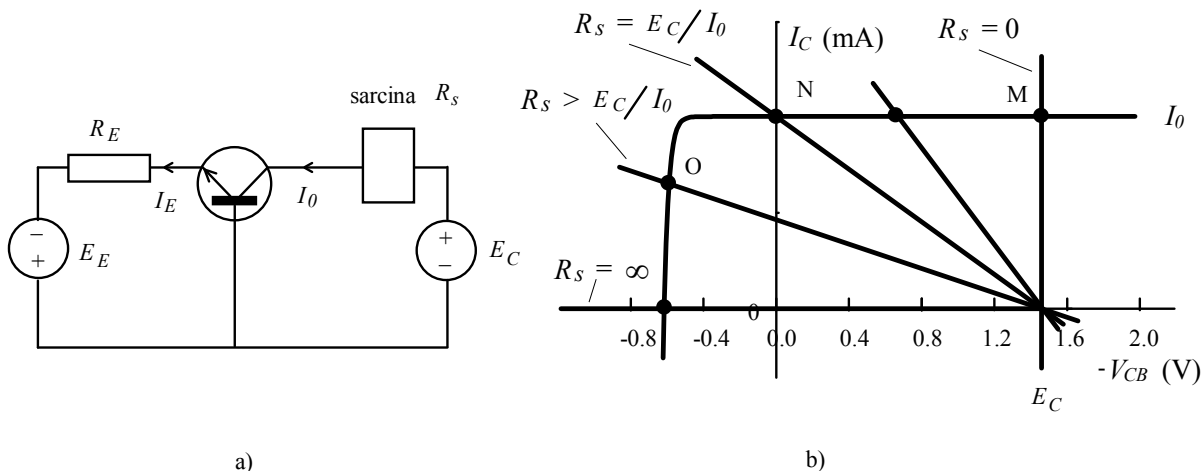


Fig. 4.7. Efectul modificării rezistenței de sarcină cuplată la sursa de curent.

La polarizare inversă a joncțiunii colector bază, portul colector-bază se comportă ca o sursă de curent de valoare  $I_0$ . Pe de altă parte, intersecția cu axele ale drepte de sarcină sunt situate la  $E_C$  și  $E_C/R_S$ . Dacă sarcina este un scurtcircuit ( $R_S = 0$ ), dreapta este verticală și punctul de funcționare este în poziția M, în regiunea unde portul colector-bază se comportă ca o sursă de curent. Pe măsură ce rezistența de sarcină crește, punctul de funcționare se deplasează spre stânga pe caracteristica de ieșire a tranzistorului. Atunci când  $R_S = E_C/I_0$ , toată tensiunea sursei  $E_C$  cade pe rezistența de sarcină și tensiunea colector-bază ajunge la valoarea zero (punctul de funcționare N); aici, încă portul de ieșire se comportă ca o sursă de curent.

Creșterea rezistenței de sarcină peste valoarea  $R_S = E_C/I_0$  duce, însă, la **schimbarea polarității tensiunii colector-bază deși sursa de alimentare nu și-a modificat polaritatea** (punctul O pe figură). Joncțiunea colector bază începe să devină direct polarizată și apoi se deschide.

Regimul de funcționare al tranzistorului cu ambele joncțiuni deschise se numește regim de **saturație**; în acest regim circuitul încetează să se mai comporte ca o sursă de curent.

Cum structura tranzistorului este simetrică, emitorul și colectorul avînd același tip de dopare iar ambele joncțiuni sunt deschise,

în regimul de saturație potențialele colectorului și emitorului devin practic egale.

La creșterea în continuare a rezistenței de sarcină, punctul de funcționare se deplasează în jos, ajungînd la limita  $R_S = \infty$  (circuit întrerupt în colector) la valoarea  $I_C = 0$ , așa cum era de așteptat. Trebuie menționat că în regiunea de saturație curentul de colector încetează să mai fie controlat de curentul de emitor.

În concluzie,

pentru ca tranzistorul să se comporte ca sursă de curent, rezistența de sarcină din colector trebuie să aibă valoarea între zero (scurtcircuit) și  $R_S = E_C/I_0$ .

### 1.F. Depășirea dificultăților conexiunii bază comună

Am văzut că efectul fundamental al tranzistorului este controlul curentului de colector (independent de tensiunea colector bază) de către curentul de emitor. Caracteristica de transfer  $I_C = f(V_{EB})|_{V_{CB}=\text{const.}}$  este una exponențială și, pentru a putea face acest lucru, joncțiunea bază-emitor trebuie, mai întâi, deschisă prin aplicarea unei tensiuni în jur de 0.6 V; aceasta stabilește un curent **de repaus (quiescent)** în lb. engleză). Operația este numită **polarizare (bias)** în lb. engleză). Peste regimul de repaus se adună, apoi, mici variații provocate de o **sursă de semnal** (de exemplu, un microfon) care modifică puțin tensiunea emitor-bază  $\Delta V_{EB} = r_{be} \cdot \Delta I_E$ , așa cum se observă în Fig. 4.8. Modificarea curentului de colector  $\Delta I_C = \Delta I_E$  provoacă, datorită valorii mari a rezistenței  $R_C$  (mult mai mari decât a rezistenței dinamice  $r_{eb}$  egală cu câteva zeci de  $\Omega$ ), variații ale tensiunii de colector de sute de ori mai ample decât ale tensiunii de intrare.

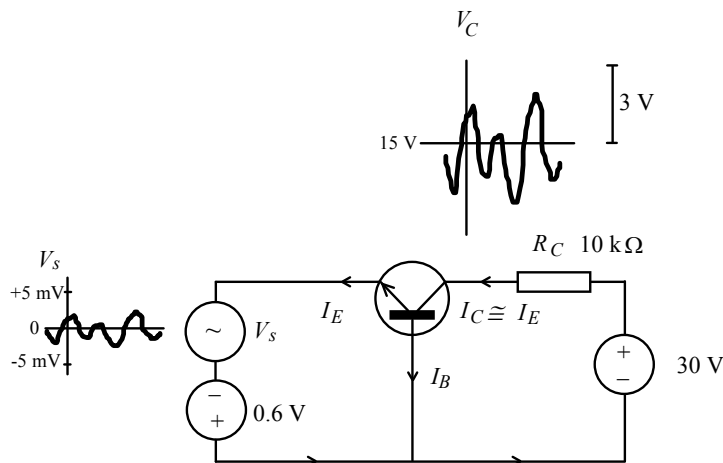


Fig. 4.8. Amplificarea variațiilor tensiunii de intrare.

Tranzistorul este, fără îndoială un **consumator de energie**. Cu toate acestea, dacă luăm în considerație **numai variațiile**, acestea au la ieșire o putere electrică mai mare decât cea de la intrare; diferența este, desigur, furnizată de sursa de alimentare din colector, tranzistorul controlând numai modul în care această energie este furnizată sarcinii. Pentru că reușește să "amplifice" puterea semnalului variabil, tranzistorul este considerat în electronică un **element activ de circuit**. Nu trebuie să uităm, însă, că acest lucru este aparent și valabil numai pentru variații.

Circuitul din Fig. 4.8 prezintă, însă, inconveniente majore, ce afectează atât sursa de tensiune continuă necesară pentru polarizare cât și sursa de semnal. În ceea ce privește polarizarea, cele două surse de tensiune continuă au polarități opuse față de borna lor comună și **va trebui obligatoriu să construim două surse de alimentare diferite**. Această variantă este complet neeconomică și este evitată prin deplasarea sursei de polarizare lângă terminalul bazei, ca în Fig. 4.9 a). Pentru a păstra 25 V între colector și bază, creștem cu 0.6V tensiunea sursei din ochiul colectorului. Aceasta dacă suntem exagerat de scrupuloși; putem la fel de bine

să nu o facem deoarece știm că o variație de 0.6 V a tensiunii colector bază nu afectează practic funcționarea tranzistorului. În acest mod, am reușit să facem ca ambele surse de tensiune continuă să fie legate cu borna negativă la masă; putem să construim o singură sursă de alimentare de 25 V, iar tensiunea de 0.6 V să o realizăm cu un **divizor rezistiv**, ca în desenul b) al figurii. Mai mult, acum curentul care străbate sursa este curentul de bază. Merită să exprimăm valoarea acestuia

$$I_B = I_E - I_C = I_E(1 - \alpha) \cong I_C(1 - \alpha) ; \quad (4.9)$$

cum  $\alpha$  este foarte aproape de unitate, factorul  $(1 - \alpha)$  are valori sub 1/100. În consecință, sursa de polarizare va trebui să debiteze un curent sub o zecime de mA, ușurând astfel realizarea divizorului rezistiv. **Aceasta este întodeauna soluția aleasă în circuitele practice.**

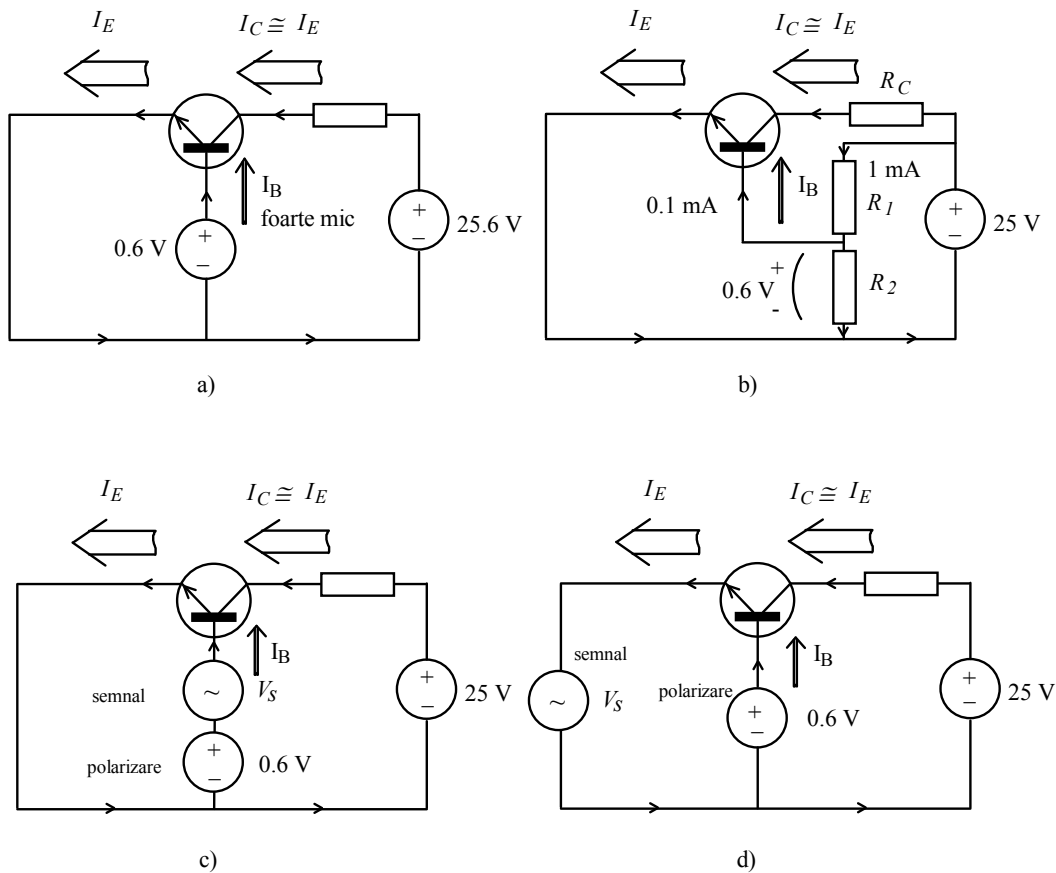


Fig. 4.9.

Să ne ocupăm acum și de sursa de semnal, care produce variația curentului de colector. Pe circuitul cu bază comună (Fig. 4.8) sursa de semnal trebuie să debiteze curenți  $\Delta I_E = \Delta I_C$  egali cu cei pe care îi controlează. Cu alte cuvinte, dacă dorim să controlăm curentul de încălzire de 10 A al unui cuptor, va trebui să avem o sursă de semnal capabil să vehiculeze și ea 10 A. Cam neplăcut, nu? Rezolvarea dificultății se face deplasând și sursa de semnal lângă terminalul bazei, ca în Fig. 4.9 c). Curentul de intrare este acum curentul de bază, curentul cerut de la sursa de semnal fiind de o sută de ori mai mic decât înainte. Putem acum controla curentul de 10 A al cuptorului cu un curent de numai 0.1 A; îl putem obține chiar și de la o baterie de lanternă.

În noua configurație, în care **emitorul este comun**, curentul de colector este controlat de curentul de bază. Dependența se obține simplu, din legea curenților și  $I_C = \alpha I_E$

$$I_C = \frac{\alpha}{1 - \alpha} I_B = \beta I_B. \quad (4.10)$$

Deoarece această conexiune este de departe cea mai utilizată, factorul  $\beta$ , numit factor de amplificare în curent în conexiunea emitor comun, este parametrul interesant în aplicații.

Există, însă, aplicații unde conexiunea cu bază comună oferă anumite avantaje. În aceste cazuri, deși sursa de polarizare s-a deplasat lângă terminalul bazei, sursa de semnal rămâne în ochiul emitorului (Fig. 4.10 d).

### 1.G. Surse de curent cu tranzistoare bipolare

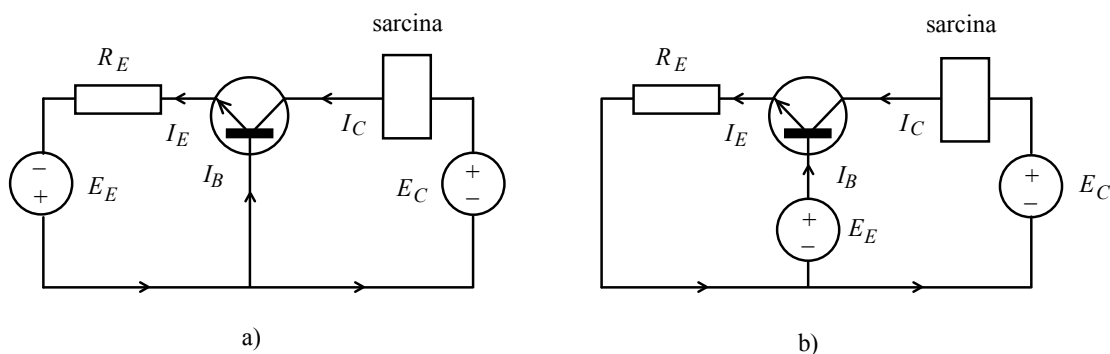


Fig. 4.10 a) și b). Sursa de curent cu tranzistor NPN.

Am văzut că dacă polarizăm joncțiunea emitor-bază trecînd curentul de emitor printr-un rezistor pe care pierdem cîțiva volți, portul de ieșire dintre colector și bază se comportă ca o sursă de curent cu rezistența echivalentă de ordinul  $M\Omega$ . Să reluăm schema circuitului, ca în Fig. 4.10 a) unde am desenat și o sarcină, care nu este neapărat liniară și care se poate modifica în timp. Circuitul prezintă un inconvenient pe care tocmai l-am discutat: cele două surse au polarități diferite față de borna comună (baza). Utilizăm trucul prezentat acolo, deplasînd una din surse de-a lungul ochiului de circuit, ca în desenul b) al figurii. Realizăm apoi această sursă cu un divizor rezistiv (Fig. 4.10 c). Nu mai rămîne decît să redesenăm schema mai elegant, cu linia de potențial ridicat în partea de sus a figurii, să alegem ca nod de masă borna negativă a sursei de alimentare și, în final, să renunțăm la desenarea explicită a sursei de alimentare, trecînd doar valoarea ei. Ceea ce am obținut (desenul d) este **configurația tipică** în care veți găsi în scheme **sursa de curent cu tranzistor NPN**.

Va trebui să învățați să o desenați în această formă și să **înțelegeți funcționarea sa în această formă**. Aceasta este extrem de simplă: curentul de bază fiind foarte mic, divizorul format din rezistoarele  $R_1$  și  $R_2$  este practic neîncărcat și menține constantă tensiunea notată pe schemă cu  $U_2$ . Cum și tensiunea emitor bază este practic constantă, rezultă că tensiunea pe rezistorul din emitor este constantă, deci curentul de emitor este menținut constant. În final nu trebuie decît să vă amintiți că valoarea curentului de colector este practic egală cu aceea a curentului de emitor:

$$\left. \begin{array}{l} U_1 = \text{const.} \\ V_{EB} = \text{const.} \end{array} \right\} \Rightarrow U_{RE} = \text{const.} \Rightarrow I_E = \text{const.} \Rightarrow I_C = \text{const.}$$





cădere de tensiune va fi prea mare, va diminua complianța de tensiune a sursei de curent. Astfel, o tensiune de 1-2 volți pierdută pe rezistența din emitor este o alegere rezonabilă.

Cunoaștem, deci, potențialul emitorului. Din legea lui Ohm rezultă imediat valoarea rezistenței din emitor

$$R_E = V_E / I_0 = 2 \text{ V} / 2 \text{ mA} = 1 \text{ k}\Omega.$$

Tot din potențialul emitorului rezultă potențialul bazei, cu 0.6 V mai ridicat,

$$V_B = V_E + 0.6 \text{ V} = 2.6 \text{ V}.$$

Mai rămîne să proiectăm divizorul rezistiv. Cum valoarea curentului de bază va fi cam de  $I_B = I_0 / \beta \cong I_0 / 100$ , valoarea curentului prin divizor va trebui să fie de cel puțin 10 ori mai mare, adică  $I_0 / 10$ . Rezultă, astfel, suma celor două rezistențe

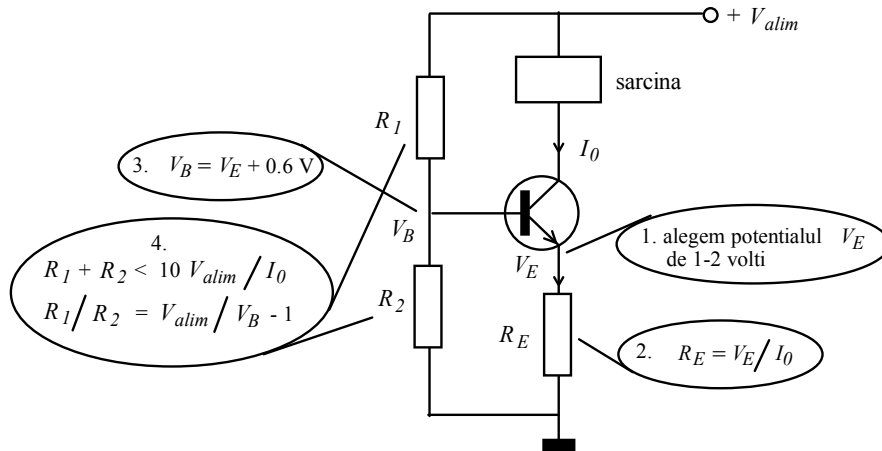
$$R_1 + R_2 < 10 \cdot V_{alim} / I_0 = 60 \text{ k}\Omega.$$

Raportul celor două rezistențe se obține cu regula de trei simplă, din raportul tensiunilor care cade pe ele

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{V_{alim} - V_B}{V_B} = \frac{9.4 \text{ V}}{2.6 \text{ V}} = 3.6.$$

Putem opta, de exemplu, pentru valorile  $R_2 = 12 \text{ k}\Omega$  ;  $R_1 = 43 \text{ k}\Omega$ , care sunt standardizate.

În Fig. 4.12, aveți reprezentată sugestiv procedura de proiectare pe care am utilizat-o.



complianța de tensiune :  $V_E < V_C \leq V_{alim}$

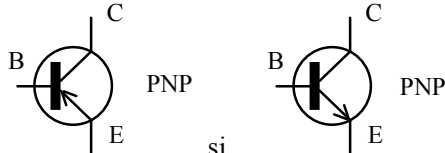
Fig. 4.12. Procedura de proiectare a unei surse de curent cu tranzistor NPN.

## Enunțuri frecvent utilizate

(ațit de frecvent încit merită să le memorați)

-Tranzistorul bipolar cu joncțiuni (BJT) este constituit din trei regiuni semiconductoare, emitorul, baza și colectorul. Tipul de dopare al emitorului și al colectorului este diferit de cel al bazei, care este foarte subțire. Apar astfel, două joncțiuni, emitor-bază și colector-bază.

-După tipul regiunilor, există tranzistoare PNP și tranzistoare NPN, pentru care se utilizează



simbolurile și . Săgeata arată întodeauna sensul în care conduce joncțiunea emitor bază; de aici puteți determina ușor sensurile curenților de emitor și de bază.

-Funcționarea tranzistorului în regiunea activă normală este cu joncțiunea emitor-bază direct polarizată (deschisă) iar joncțiunea colector-bază invers polarizată.

-În această situație  $I_C = \alpha I_E$ , curentul de colector fiind practic egal cu cel de emitor (cu o precizie în jur de 1 %); puteți, de aici, să găsiți sensul curentului de colector, dacă cel de emitor intră în tranzistor, cel de colector trebuie să iasă și reciproc (din legea curenților).

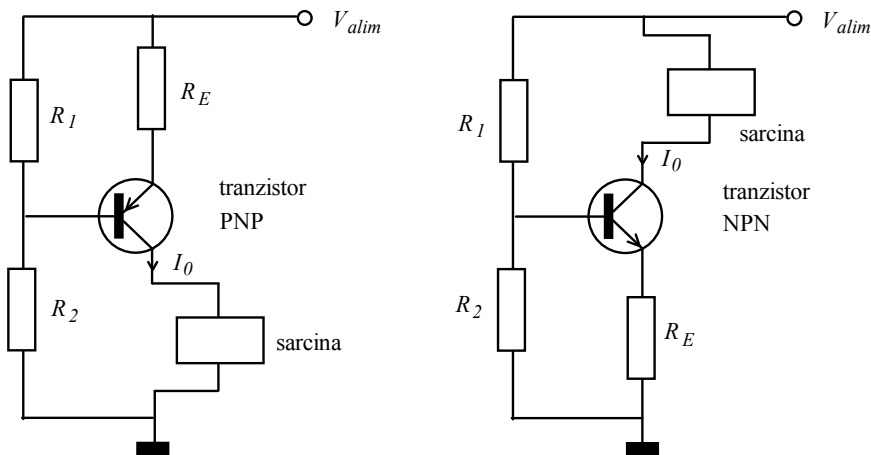
- În conexiunea cu baza comună, portul de intrare este între emitor și bază iar portul de ieșire este între colector și bază: baza este, astfel, comună celor două porturi.

- Portul de intrare se comportă ca o diodă, caracteristica sa fiind foarte puțin afectată de valoarea tensiunii de ieșire (colector bază).

- La portul de ieșire, tranzistorul se comportă ca o sursă de curent comandată de starea portului de intrare. Comportarea este foarte apropiată de aceea a unei surse de curent constant ideale dacă se menține constant curentul de emitor. În circuitele practice, în care polarizarea joncțiunii emitor bază se face cu o sursă de tensiune și un rezistor, performanțele nu sunt mult înrăutățite, rezistența echivalentă având valori de ordinul  $M\Omega$ .

- Dacă rezistența sarcinii are valori prea mari, tranzistorul ajunge în regiunea de saturație, unde joncțiunea colector bază se deschide și relația  $I_C = \alpha I_E$  nu mai este respectată.

- Circuitele cu tranzistoare PNP și respectiv NPN, cu care se realizează în practică surse de curent au configurațiile:




-Cel cu tranzistor PNP trimite spre masă un curent constant pe cînd cel cu tranzistor NPN absoarbe înspre masă un curent constant.

## Termeni noi

<b>-tranzistor bipolar cu joncțiuni</b>	dispozitiv semiconductor constituit din trei regiuni, emitorul, baza și colectorul între care se formează două joncțiuni, emitor-bază și colector-bază; baza trebuie să aibă grosimea foarte mică și să fie mult mai slab dopată;
<b>-tranzistoare PNP</b>	tranzistoare bipolare cu joncțiuni la care emitorul și colectorul sunt de tip $p$ iar baza de tip $n$ ;
<b>-tranzistoare NPN</b>	tranzistoare bipolare cu joncțiuni la care emitorul și colectorul sunt de tip $n$ iar baza de tip $p$ ;
<b>-factorul <math>\alpha</math></b>	factorul de proporționalitate între curentul de colector și cel de emitor, în funcționare normală (factor de amplificare în curent în conexiunea bază comună); are valori între 0.95 și 0.995;
<b>-port</b>	pereche de borne între care se aplică sau se extrage un semnal de tensiune;
<b>-conexiunea bază comună</b>	configurația în care tranzistorul bipolar este legat astfel încât baza să fie comună atât portului de intrare (emitor-bază) cât și celui de ieșire (colector-bază)
<b>-caracteristică de intrare</b>	dependența curent-tensiune la portul de intrare, în condiții ale portului de ieșire bine precizate (adesea tensiune constantă);
<b>-caracteristică de ieșire</b>	dependența curent-tensiune la portul de ieșire, în condiții ale portului de ieșire bine precizate (adesea tensiune constantă sau curent constant);
<b>-conexiunea emitor comun</b>	configurația în care tranzistorul bipolar este legat astfel încât emitorul să fie comun atât portului de intrare (bază-emitor) cât și celui de ieșire (colector-emitor);
<b>-factorul <math>\beta</math></b>	factorul de proporționalitate între curentul de colector și cel de bază, în funcționare normală (factor de amplificare în curent în conexiunea emitor comun); are expresia $\beta = \alpha / (1 - \alpha)$ având valori peste o sută;
<b>-saturație</b>	regim de funcționare al tranzistorului în care joncțiunea colector-bază ajunge să fie deschisă; în acest regim curentul de
<b>-polarizarea tranzistorului</b>	colector nu mai este controlat de curentul de emitor; stabilirea unui regim de curent continuu, prin deschiderea (bias) joncțiunii bază-emitor, regim peste care se suprapun apoi variațiile
<b>-curent de repaus (quiescent)</b>	ce reprezintă semnalul care conține informația; curentul regimului de curent continuu produs de polarizare; poate fi măsurat în absența variațiilor produse de sursa de semnal;

## Probleme rezolvate

### Problema 1.

Circuitul din Fig. 4.13 este o sursă de curent. Schema este desenată așa cum o puteți întâlni în textele de electronică și pentru a o înțelege trebuie să facem câteva precizări asupra **convențiilor utilizate de electroniști**. În primul rând, observăm o mulțime de elemente legate cu un capăt la un simbol de forma ; este simbolul pentru nodul de **masă**, toate aceste puncte sunt legate între ele prin firul (sau planul) de masă care **nu se mai desenează explicit pentru a nu complica schema**. O altă deosebire față de schemele desenate de noi pînă acum apare în privința surselor de alimentare care **nu se mai desenează nici ele explicit, cu simbolurile corespunzătoare lor**. Cum **ele sunt legate întodeauna cu un capăt la masă**, se desenează pur și simplu un cerculeț (dacă se mai desenează și acela) și se scrie **valoarea tensiunii sursei, față de masă**. Ultima observație este legată de valoarea rezistențelor: atunci cînd se utilizează un prefix (kilo sau mega) nu se mai trece simbolul  $\Omega$ . De multe ori, așa cum se întâmplă la marcarea rezistoarelor, prefixul înlocuiește delimitatorul zecimal: 2k2 înseamnă 2.2 k $\Omega$  iar M22 înseamnă 0.22 M $\Omega$ .

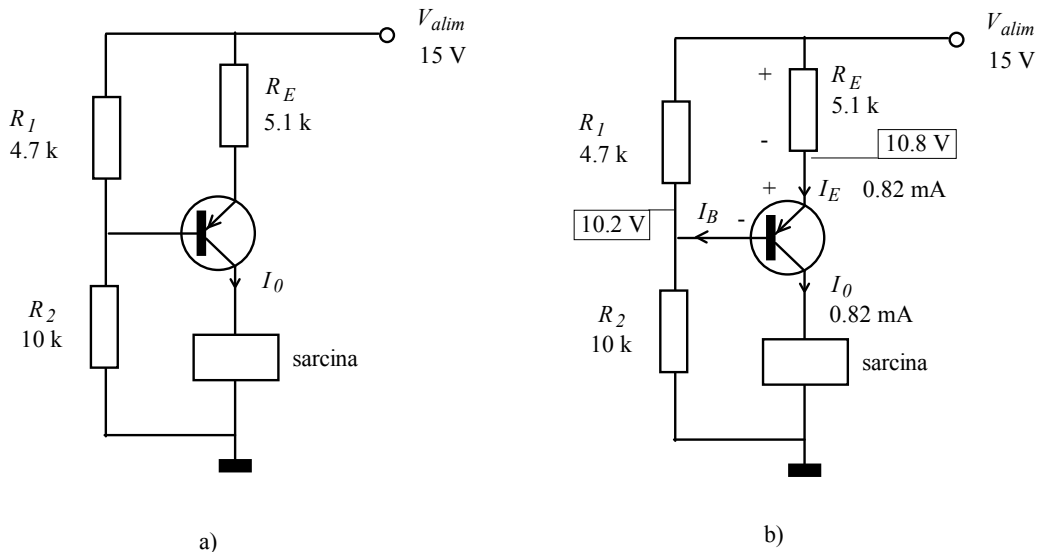


Fig. 4.13. Sursă de curent.

- Calculați valoarea curentului furnizat de această sursă, știind că tranzistorul are factorul  $\beta$  de cel puțin 100.
- Modificați apoi circuitul astfel încît să obțineți o sursă de curent de 5 mA.

### Rezolvare

a) Desenăm sensurile curenților, ca în Fig. 4.13 b). Pentru aceasta ne aducem aminte că sensul săgeții de pe simbolul tranzistorului ne dă sensul curentului în joncțiunea bază emitor. Avem, deci, sensul curentului de bază și al celui de emitor. Curentul intră în emitorul tranzistorului și, cum curentul de colector este practic egal cu cel de emitor, curentul de colector iese din tranzistor.

Divizorul format din rezistențele  $R_1$  și  $R_2$  determină potențialul bazei. Trebuie să aflăm, mai întâi dacă putem să considerăm că el este practic neîncăcat de curentul cerut de bază. Pentru aceasta estimăm rapid curentul de bază. Curentul de colector (egal practic cu cel de emitor) nu poate fi mai mare de  $15 \text{ V} / 5.1 \text{ k}\Omega \cong 3 \text{ mA}$  (ar lua această valoare dacă pe sarcină și între colector și emitor nu ar cădea de loc

tensiune). Deoarece  $I_B = I_C/\beta$  și  $\beta > 100$ , rezultă că, în funcționare normală,  $I_B < 3 \text{ mA}/100 = 0.03 \text{ mA} = 30 \text{ }\mu\text{A}$ . Pe de altă parte, prin divizorul neîncărcat ar circula un curent de  $15 \text{ V}/(10 \text{ k}\Omega + 4.7 \text{ k}\Omega) \cong 1 \text{ mA}$ . Acesta este mai mare de  $1/0.03 \cong 33$  ori decât curentul cerut de baza tranzistorului. Cu o aproximație rezonabilă ( $1/33 \cong 3\%$ ) putem considera că divizorul nu este încărcat de curentul bazei.

Cu aceasta, potențialul bazei rezultă aplicând regula de trei simplă

$$V_B = \frac{10 \text{ k}\Omega}{10 \text{ k}\Omega + 4.7 \text{ k}\Omega} \cdot 15 \text{ V} = 10.2 \text{ V};$$

cel al emitorului fiind cu aproximativ 0.6 V mai sus

$$V_E = 10.8 \text{ V}.$$

Nu mai avem decât să aplicăm legea lui Ohm pe rezistența  $R_E$

$$I_E = \frac{V_{a \text{ lim}} - V_E}{R_E} = \frac{15 \text{ V} - 10.8 \text{ V}}{5.1 \text{ k}\Omega} = 0.82 \text{ mA}$$

și să ne aducem aminte că în colector curentul este egal practic cu cel din emitor

$$I_C = I_E = 0.82 \text{ mA}.$$

**b)** Trebuie să modificăm circuitul astfel încât sursa de curent să debiteze 5 mA. Avem două variante, fie modificăm divizorul rezistiv, fie modificăm valoarea rezistorului din emitor. Cea de-a doua este mai tentantă, atît calculele cît și înlocuirea efectivă fiind mai simplă, deoarece este vorba de o singură rezistență. Cum valoarea sursei de curent este egală cu intensitatea curentului din emitor, scriem din nou legea lui Ohm pe rezistența  $R_E$

$$I_E = 5 \text{ mA} = \frac{V_{a \text{ lim}} - V_E}{R_E} = \frac{15 \text{ V} - 10.8 \text{ V}}{R_E}$$

de unde rezultă  $R_E = 0.84 \text{ k}\Omega = 840 \text{ }\Omega$ .

În aceste condiții, curentul de bază ajunge 0.05 mA, de 20 de ori mai mic decât curentul prin divizor, care poate fi considerat în continuare neîncărcat. Valoarea 840  $\Omega$  nu este standardizată în seria E12 (vezi Anexa 1), cea mai apropiată fiind cea de 820  $\Omega$ . Cu ea sursa de curent debitează 5.1 mA; dacă dorim să avem o valoare mai precisă, ținînd seama și de faptul că noi am făcut în calcul o seamă de aproximații (divizorul neîncărcat, tensiunea emitor bază egală cu 0.6 V), cel mai bine este să realizăm rezistorul  $R_E$  dintr-o combinație serie: o rezistență semireglabilă de 250  $\Omega$  (mai mică este greu de găsit) și una fixă, standardizată, de 680  $\Omega$ . În acest fel, valoarea lui  $R_E$  va putea fi ajustată între 680  $\Omega$  și 930  $\Omega$  "la cald", în timp ce măsurăm cu un miliampermetru curentul furnizat de sursa de curent.

**Problema 2.**

Circuitul din Fig. 4.14 este utilizat într-un amplificator de antenă pentru recepția de televiziune, funcționând în banda FIF, canalul 6 (aproximativ 175-180 MHz). Alimentarea este realizată cu o sursă de 6 V, legată cu minusul la masă și cu borna pozitivă la capătul comun al rezistențelor  $R_1$  și  $R_2$ .

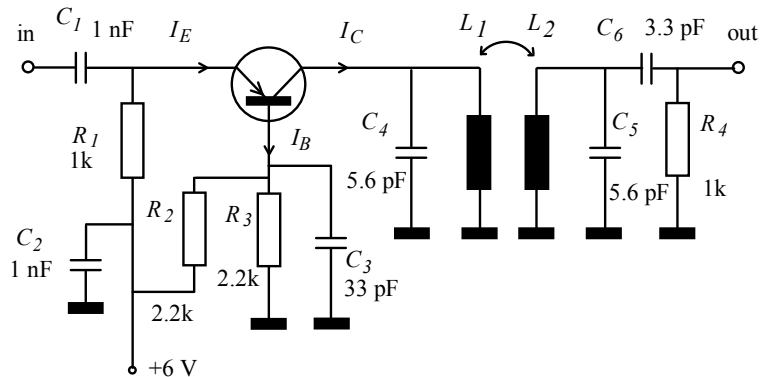


Fig. 4.14. Amplificator de antenă TV.

a) Determinați, cu aproximație de câteva procente, **punctul static de funcționare al tranzistorului**. Calculați, apoi, rezistențele dinamice ale porturilor emitor-bază și colector-bază. Tranzistorul este cu siliciu și putem miza pe un factor de amplificare în curent  $\beta$  de cel puțin 50 (tranzistoarele de înaltă frecvență au factori de amplificare mai mici).

b) Încercați să explicați rolul fiecăruia dintre condensatoarele  $C_1 \div C_6$ . (numai pentru curioși, ceilalți pot omite acest punct la prima lectură).

**Rezolvare**

a) Rezistoarele  $R_2$  și  $R_3$  formează un **divizor rezistiv**; în absența curentului de bază, ele ar fi parcurse de un curent de  $6 \text{ V} / 4.4 \text{ k}\Omega = 1.4 \text{ mA}$ . Este curentul de bază suficient de mare pentru a modifica semnificativ această situație? Îl putem estima imediat: curentul de emitor ar avea valoarea maximă dacă potențialul emitorului s-ar duce la cea mai coborâtă valoare posibilă, adică la zero (la masă). În acest caz el ar fi  $6 \text{ V} / R_1 = 6 \text{ mA}$ , iar curentul de bază ar avea valoarea  $6 \text{ mA} / \beta = 0.12 \text{ mA}$ . El ar fi, astfel, sub o zecime din curentul de  $1.4 \text{ mA}$  care parcurge divizorul: **efectul cuplării bazei tranzistorului în nodul comun al rezistențelor  $R_2$  și  $R_3$  poate fi neglijat în aproximația în care lucrăm**. Cel care a proiectat circuitul știa ce face, spre deosebire de mulți autori de culegeri de probleme.

Astfel, am ajuns la un prim rezultat: potențialul bazei este la jumătate din tensiunea de alimentare, adică la  $+3 \text{ V}$  (regula de trei simplă aplicată pe divizorul rezistiv),  $V_B = +3 \text{ V}$ . Cum colectorul este legat în **curent continuu** direct la masă prin bobina  $L_1$ , potențialul său este nul,  $V_C = 0$ , și **joncțiunea colector bază este invers polarizată**, așa cum este necesar pentru a avea tranzistorul în regiunea activă.

De aici lucrurile devin atât de simple că pot părea plictisitoare: joncțiunea emitor bază este polarizată direct și tranzistorul este cu siliciu, deci potențialul emitorului este cu  $0.6 \text{ V}$  mai sus,  $V_E = +3.6 \text{ V}$ . Legea lui Ohm aplicată pe  $R_1$  conduce imediat la  $I_E = \frac{6 \text{ V} - 3.6 \text{ V}}{R_1} = 2.4 \text{ mA}$  și, deoarece curentul de colector este egal cu acesta,  $I_C = 2.4 \text{ mA}$ .

Întrucît factorul  $\beta$  nu este cunoscut cu precizie, știind despre el că este pe undeva peste 50, curentul de bază poate fi numai estimat  $I_B < 2.4\text{mA}/50 \cong 0.05\text{mA}$ . Aceasta înseamnă mai puțin de 4% din curentul divizorului; cam cu atît ne-am înșelat cînd am calculat potențialul bazei.

În ceea ce privește rezistența dinamică a portului emitor-bază  $r_{dEB} = dV_{EB}/dI_E$ , calculată **în jurul punctului de funcționare determinat anterior**  $I_E = 2.4\text{mA}$ , ea rezultă simplu din formula  $r_{dEB} = V_T/I_E = 25\text{mV}/2.4\text{mA} \cong 10\Omega$ . Pentru rezistența dinamică dintre colector și bază nu putem să facem decît o estimare. Contribuția factorului  $\alpha$ , conform celor spuse la secțiunea C, va fi  $10\text{M}\Omega/2.4 \cong 4\text{M}\Omega$ . În plus, variația curentului de emitor datorat variației lui  $V_{EB}$  va mai produce un efect ce poate fi modelat cu o rezistență dinamică tot de aproape  $4\text{M}\Omega$  (căderea de tensiune pe rezistența din emitor este de  $2.4\text{V}$ , aproximativ egală cu cea din exemplul discutat la secțiunea 1.C). Cele două rezistențe apar în paralel (sunt două variații de curent, produse de două mecanisme diferite, **care se adună**), așa că rezistența dinamică între colector și bază va fi pe undeva pe la  $2\text{M}\Omega$ .

*Observație: în funcționarea amplificatorului, la frecvențe mari, în paralel cu aceste rezistențe dinamice (calculate pentru variații cuasistatice) trebuie considerate **capacitățile echivalente emitor-bază și colector-bază**. Cea dintre emitor și bază nu contează pentru că este în paralel cu o rezistență dinamică foarte mică ( $10\Omega$  în cazul nostru) dar cea dintre colector și bază are un rol esențial în funcționare. Pentru un tranzistor de înaltă frecvență aceasta este de ordinul a  $0.5\text{pF}$ . Astfel, la frecvența de lucru de  $180\text{MHz}$ , ea are o reactanță de numai  $1.8\text{k}\Omega$ .*

**b)** Am văzut că, pentru a putea amplifica, tranzistoarele bipolare trebuie polarizate, adică aduse într-un anumit punct static de funcționare caracterizat prin valorile curenților și potențialelor de **repaus**. Cînd circuitul conține mai multe etaje, polarizarea se rezolvă (în general) **separat** pentru fiecare etaj. Ce trebuie să facem pentru ca, la cuplarea etajelor între ele, rezultatul efortului nostru de a polariza etajele să nu se spulbere? **Să împiedicăm curentul continuu să circule între diferite etaje**. Variațiile (semnalul), care trebuie amplificate, trebuie, totuși să treacă. Acest rol îl îndeplinesc condensatoarele **de separare**  $C_1$  și  $C_6$ .

Condensatorul  $C_2$  este cuplat între alimentarea pozitivă și masă, adică între terminalele sursei de alimentare. El ne amintește de condensatorul de filtraj care avea rolul să furnizeze consumatorului variațiile bruște de curent. La frecvența de lucru, inductanțele firelor care merg la sursa de alimentare nu pot fi neglijate și ele se comportă ca niște **șocuri** împiedicînd variațiile rapide ale curentului. Din acest motiv aceste variații trebuie furnizate de undeva din **apropierea tranzistorului**, cu un condensator capabil să lucreze la frecvențe mari (cu inductanță proprie foarte mică): acesta este rolul lui  $C_2$ , care de multe ori este unul **fără terminale**.

Condensatoarele  $C_4$  și  $C_5$  sunt legate în paralel pe niște inductanțe, formînd niște **circuite rezonante**. Aceasta deoarece circuitul este destinat să amplifice numai o bandă îngustă de frecvențe.

A mai rămas condensatorul  $C_3$ . Pentru a înțelege rolul lui trebuie să ne întrebăm mai întîi ce fel de configurație are amplificatorul, cu emitorul comun sau cu bază comună. Pentru a răspunde la întrebare, căutăm bornele de intrare și ieșire ale **semnalului** (variațiilor). Ieșirea este legată, prin transformatorul  $L_1$   $L_2$ , în colector, așa cum ne așteptam (întodeauna **curentul de colector este mărimea controlată la un tranzistor bipolar**). Borna de intrare, prin  $C_1$ , este legată în emitor. A mai rămas un singur terminal, baza. Amplificatorul este, deci, cu bază comună. Acest terminal trebuie ținut **la potențial constant**, pentru ca acolo variațiile să fie nule și variațiile de la intrare (ale potențialului  $V_E$ ) să se regăsească integral în variațiile tensiunii emitor bază ( $\Delta V_{EB} = \Delta V_E - \Delta V_B = \Delta V_E - 0 = \Delta V_E$ ) deoarece **tranzistorul este controlat de tensiunea emitor-bază**. Pentru a ține practic constant potențialul bazei, deși curentul de bază variază în timp, soluția este legarea unui condensator între bază și masă. Datorită rezervei sale de sarcină, el va furniza variațiile de curent fără să-și modifice semnificativ tensiunea de încărcare. Acesta este rolul condensatorului

$C_3$ . El scurtcircuitază, **numai în curent alternativ**, baza la masă și este numit în jargonul electroniștilor **condensator de decuplare**.



## Probleme propuse

**P 4.1.1.** Un coleg a început desenarea unei scheme, pe care nu a mai continuat-o, astfel că multe informații lipsesc (Fig. 4.15). Știind că simbolurile pentru tranzistoare au fost utilizate corect și că tranzistoarele se găsesc în regiunea normală de funcționare, completați schema cu polaritatea surseei de alimentare și sensurile curenților prin terminalele tranzistoarelor. De ce tip sunt tranzistoarele ?

**P 4.1.2.** De fapt, colegul vostru a început să deseneze mai multe scheme; așa că mai aveți de lucru. Completați și schema din Fig. 4.16 a), cu aceleași informații ca la problema precedentă.

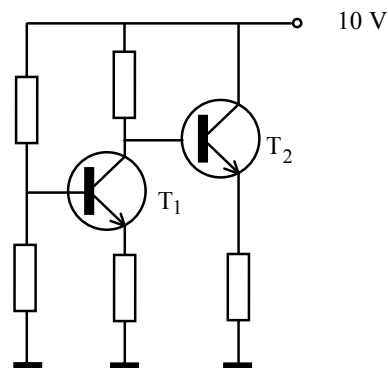
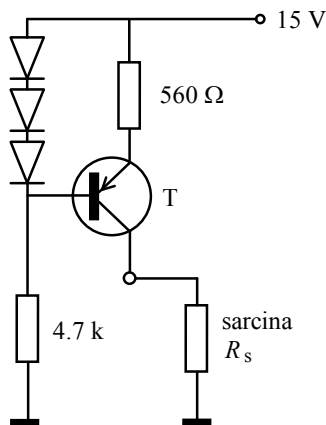
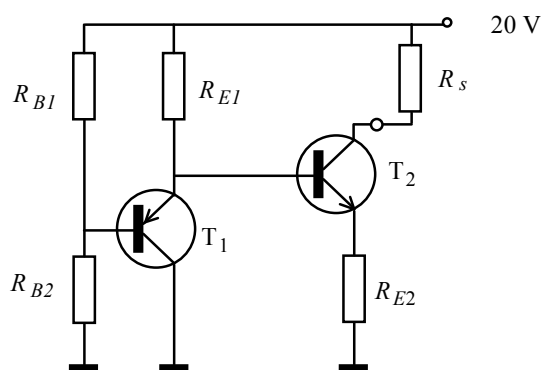


Fig. 4.15.



a)



b)

Fig. 4.16.

**P 4.1.3** Și, în sfârșit, ultima schemă, care trebuie completată cu polaritatea surseei de alimentare și sensurile curenților: aceea din Fig. 4.16 b).

**P 4.1.4.** Reluați schema din Fig. 4.16 a) pe care tocmai ați completat-o. Ați recunoscut ce este ? Știind că cele trei diode sunt din siliciu, calculați potențialul din baza tranzistorului. Determinați apoi potențialul emitorului și curentul din emitor. Cât este curentul din colector ? Dacă nu ați recunoscut de la început ce este circuitul, aceasta este ultima șansă: a intervenit în calcularea curentului de colector mărirea rezistenței de sarcină ? Ce semnificație are acest lucru ?

**P 4.1.5.** În circuitul de la problema precedentă, înlocuiți cele trei diode cu un rezistor, astfel încât valoarea curentului de colector să rămână nemodificată. Pentru tranzistor puteți conta pe un factor  $\beta$  de cel puțin 100.

**P 4.1.6.** Aveți două circuite care îndeplinesc aceeași funcție. Considerați acum că tensiunea de alimentare are o variație de 10 % și determinați efectul asupra curentului de colector, pentru fiecare din circuite. Formulați o concluzie.

**P 4.1.7.** Utilizând un tranzistor NPN cu factorul  $\beta$  mai mare decât 100 și o sursă de alimentare de 12 V, proiectați o sursă de curent care să absoarbă spre masă un curent de intensitate 5 mA. Stabiliți

potențialul bazei cu un divizor rezistiv, ca în procedura de proiectare din Fig. 4.12.. Determinați complianța de tensiune a sursei proiectate.

**P 4.1.8.** Reluați aceeași problemă de proiectare dar rezolvați stabilirea potențialului bazei cu trei diode în serie, inspirându-vă din Fig. 4.16 a)

**P 4.1.9.** Am văzut că la modificarea tensiunii colector bază, valoarea curentului de colector nu rămânea perfect constantă din două motive: variația lui  $\alpha$  cu  $V_{CB}$  și variația curentului de emitor cu  $V_{CB}$ . Apropierea maximă de sursa de curent ideală avea loc dacă valoarea curentului de emitor putea fi menținută constantă. Circuitul din Fig. 4.17 încearcă să facă acest lucru. Mai întâi, neglijând curenții bazelor, calculați potențialele celor două baze. Determinați apoi potențialele emitoarelor și, în final, curenții de emitor și colector ai celor două tranzistoare.

**P 4.1.10.** Cu o valoare a rezistenței de sarcină de  $5\text{ k}\Omega$ , determinați potențialul de colector al tranzistorului  $T_1$ . Să presupunem, acum, că rezistența de sarcină se modifică, schimbând potențialul de colector tocmai calculat. Între ce limite se poate modifica această rezistență, fără să aducă tranzistorul  $T_1$  în saturație ?

**P 4.1.11.** Afectează variația rezistenței de sarcină tensiunea colector bază a tranzistorului  $T_2$  ? Ce puteți spune, în aceste condiții despre variația curentului său de colector ?

**P 4.1.12.** Afectează variația rezistenței de sarcină tensiunea colector bază a tranzistorului  $T_1$  ? Considerând că potențialul colectorului a efectuat întreaga variație permisă fără a aduce tranzistorul în saturație, încercați să estimați variația curentului său de colector. Nu uitați că în emitorul său curentul este exact curentul de colector al tranzistorului  $T_2$  .

**P 4.1.13.** Încercați o comparație între performanțele sursei de curent cu un singur tranzistor și performanțele sursei de curent perfecționate pe care tocmai ați analizat-o.

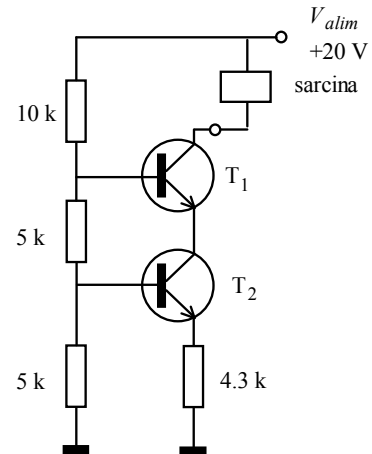


Fig. 4.17.

## Lucrare experimentală

### Pregătirea experimentelor

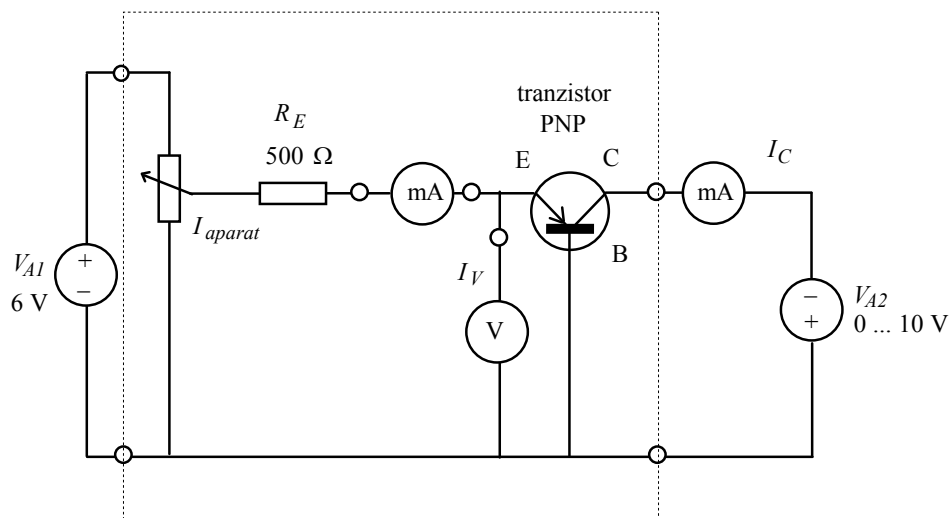


Fig. 4.18. Circuit pentru trasarea caracteristicilor statice.

Desenați-vă pe caiet circuitul din Fig. 4.18, pe care îl veți utiliza pentru trasarea caracteristicilor statice. Determinați sensurile curenților și polaritățile necesare pentru aparatele de măsură și completați schema cu aceste informații. Realizați apoi circuitul.

Sursa  $V_{A2}$ , legată direct între colector și bază, va menține constantă tensiunea  $V_{CB}$  iar miliampermetrul va măsura valoarea curentului de colector. Sursa  $V_{A1}$  și rezistența  $R_E$  vor asigura deschiderea joncțiunii emitor-bază. Pentru controlul mai fin al punctului de funcționare a mai fost montat un potențiomtru pe planșetă. Voltmetrul măsoară tensiunea  $V_{EB}$  între bază și emitor. Cunoscând tensiunea de deschidere (tranzistorul este cu siliciu), stabiliți scala pe care va trebui utilizat voltmetrul și notați aceasta pe schema desenată.

Pentru determinarea curentului de emitor a fost intercalat un miliampermetru. El nu măsoară însă curentul de emitor ci suma dintre acesta și curentul prin voltmetru

$$I_{\text{aparatus}} = I_E + \frac{V_{EB}}{R_V};$$

dacă al doilea termen este semnificativ, **va trebui să faceți corecția necesară.**

*Determinați rezistența voltmetrului, decuplând emitorul tranzistorului (legînd miliampermetrul numai la voltmetru) și ajustînd sursa  $V_{A1}$  astfel încît tensiunea pe voltmetru să fie pe scala de 1V, acolo unde voltmetrul va fi utilizat. Comparați valoarea aflată cu cea înscrisă pe aparat.*

## Experimentul 1. Caracteristica de intrare

**Caracteristica de intrare** este dependența **curentului de emitor în funcție de tensiunea bază-emitor**. Ea trebuie trasată menținând constantă tensiunea colector-bază, care este **parametrul** la care se trasează caracteristica.

Veți modifica valoarea curentului de emitor între 0 și 10 mA. Stabiliți la 10 V tensiunea  $V_{CB}$  și apoi variați polarizarea joncțiunii emitor-bază, observând deschiderea joncțiunii emitor-bază și faptul că ea controlează curentul de colector. Înainte să trasați caracteristica, determinați aproximativ **tensiunea de deschidere**. Pentru a trasa caracteristica de intrare în scară liniară, determinați 10-12 puncte experimentale, pe cât posibil cu valori  $I_E$  echidistante. Măsurați, în același timp, și valorile curentului de colector, trecând datele într-un tabel de forma

$V_{EB}$ (V)	$I_{aparat}$ (mA)	$I_V = V_{EB}/R_V$ (mA)	$I_E = I_{aparat} - I_V$ (mA)	$I_C$ (mA)	$\alpha = I_C/I_E$
0	0	0	0	0	

Completați apoi tabelul, făcând măsurători la valori mult mai mici ale curenților. Utilizați, pentru valorile curentului de emitor, secvența 1 mA, 0.5 mA, 0.2 mA, 0.1 mA, 0.05 mA, 0.02 mA, 0.01 mA, 0.005 mA, 0.002 mA, 0.001 mA deoarece aceste valori vor apărea practic echidistante pe **scară logaritmică**.

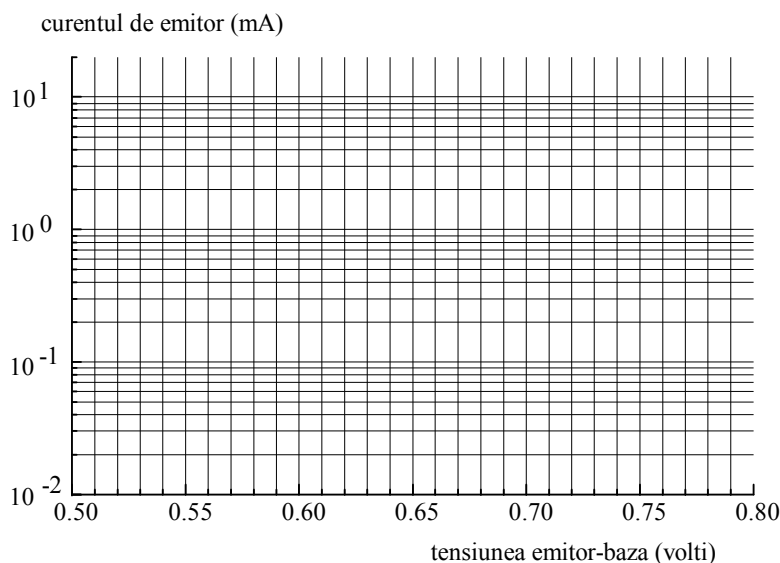
Modificați acum tensiunea colector-emitor la valoarea 0 V scoțind firele de alimentare de la bornele sursei  $V_{A2}$  și legându-le între ele. Refaceți măsurătorile tensiunii  $V_{EB}$  la valorile 10 mA, 1 mA, 0.1 mA ale curentului de emitor.

Reprezentați, apoi, grafic, în coordonate liniare, începînd de la  $V_{EB} = 0$ , caracteristica  $I_E = f(V_{EB})$  ridicată la  $V_{EB} = 10$  V. Se comportă portul de intrare ca un rezistor? Pentru mici variații în jurul unui punct de funcționare, putem introduce **rezistența dinamică**  $r_{eb} = \Delta V_{EB}/\Delta I_E$ . Calculați, din grafic, valorile ei la curent de colector de 0.1 mA și 1 mA.

Desenați pe același grafic și punctele experimentale ridicate la  $V_{CB} = 0$  V. Cum depinde comportarea portului de intrare de tensiunea de la portul de ieșire? Dacă ați avut un voltmetru digital, încercați să puneți în evidență deosebirile dintre cele două grafice reprezentînd în detaliu o regiune a caracteristicii de la curenți mari, pe care tensiunea emitor bază nu variază cu mai mult 50 mV.

Dacă nu ați avut un voltmetru digital, împrumutați unul și, la curentul de emitor constant de 10 mA, măsurați tensiunea emitor bază cu  $V_{CB} = 10$  V și apoi cu  $V_{CB} = 0$  V. Determinați cu cât s-a modificat tensiunea emitor bază în aceste condiții.

Verificați acum că expresia caracteristicii de intrare este una exponențială. Pentru aceasta desenați caracteristica  $I_E = f(V_{EB})$  cu o scară logaritmică pentru curent. Ce formă are graficul obținut? Ce concluzie trageți de aici? Determinați pe ce interval de variație a tensiunii curentul crește cu o decadă (se multiplică cu un factor de 10). Din această valoare calculați potențialul termic  $V_T$ , utilizînd relația (4.3).



### Experimentul 2. Caracteristica de transfer $I_C = f(I_E)$

Aveți, în tabelul completat la primul experiment, date asupra curentului de emitor și a celui de colector. Estimați mai întâi eroarea absolută cu care ați determinat aceste valori. Apoi comparați între ele valorile  $I_E$  și  $I_C$  și formulați o concluzie asupra valorii factorului  $\alpha$ .

### Experimentul 3. Caracteristica de ieșire

Mutați voltmetrul din ochiul emitorului în acela al colectorului, astfel încât să măsoare tensiunea colector-bază; **atenție la polaritate!** Fixați apoi  $I_E$  la o anumită valoare (să zicem 2 mA) și micșorați gradual tensiunea  $V_{CE}$  de la 10 V pînă la 0 V, urmărind evoluția curentului de colector. Cum sursa  $V_{A2}$  nu coboară tensiunea exact pînă la zero, pentru obținerea acestei valori desfaceți firele de la sursă și legați-le între ele. Reconectați sursa și refaceți experimentul pentru alte câteva valori ale curentului de emitor (4 mA, 6 mA, 8 mA). Desenați aceste dependențe  $I_C = f(V_{CB})|_{I_E=const.}$  pe același grafic, obținînd o parte din familia de caracteristici de ieșire. Cunoscînd eroarea absolută cu care ați măsurat curentul de colector, estimați valoarea rezistențe dinamice dintre colector și bază. Este ea concordantă cu predicția făcută pe baza cunoașterii căderii de tensiune pe rezistența  $R_E$  (pag. 93)?

### Experimentul 4. Ohmmetrul electronic

Multimetrele electronice digitale oferă, în afara funcțiilor de voltmetru și ampermetru, și pe aceea de **ohmmetru**. Principiul de funcționare pentru aceasta din urmă este foarte simplu: prin rezistența de valoare necunoscută se trece un curent constant, de valoare cunoscută, furnizat de la o sursă de curent și se măsoară tensiunea. Veți realiza și dumneavoastră un ohmetru electronic de acest tip. Mai întâi, desenați-vă schema sursei de curent din Fig. 4.19 a) și calculați potențialul bazei, potențialul emitorului și valoarea curentului de colector.

Calculul pe care l-ați făcut este numai unul aproximativ deoarece nu cunoaștem cu suficientă precizie valoarea rezistenței din emitor și caracteristicile statice neliniare ale diodelor și tranzistorului. Din acest motiv, sursa de curent trebuie "etalonată" (calibrată) la cald, adică în stare de funcțiune. Pentru aceasta, alimentați circuitul de pe planșetă, conectați un miliampermetru analogic și ajustați rezistența reglabilă din

emitor pentru a obține un curent de  $100 \mu\text{A}$ . Montați apoi în serie cu miliampermetrul diferite valori de rezistențe și verificați cât de "ideală" este sursa de curent.

Ohmmetrul nostru este gata, nu mai rămâne decât să conectăm un voltmetru electronic și rezistența de valoare necunoscută (Fig. 4.19 b). Măsurăți, astfel, valorile rezistențelor necunoscute existente pe planșetă.

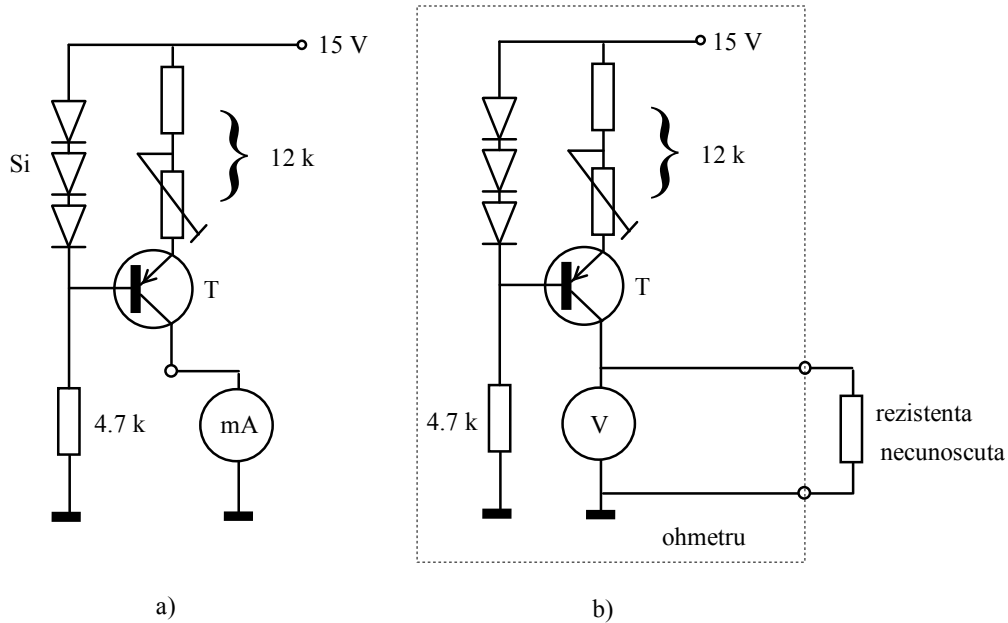


Fig. 4.19. Ohmmetru electronic.

Ce se întâmplă dacă încercăm să măsurăm "rezistența" în polarizare directă a unor diode? Aveți pe planșetă două diode cu care puteți experimenta acest lucru. Formulați o concluzie.

## Pagină distractivă

Ani buni de muncă le-au fost necesari cercetătorilor de la Bell Laboratories ca să realizeze primele tranzistoare cu joncțiuni. Cum sandwich-ul are trei straturi, între acestea există două joncțiuni semiconductoare. Mult mai eficienți, specialiștii noștri autori de manuale<sup>2</sup> inventează dintr-un condei **tranzistorul bipolar cu trei joncțiuni**, cea suplimentară fiind între colector și emitor :

**C** Curentul care intră în baza tranzistorului, de intensitate  $I_B$  – mică –, permite curentului  $I_C$  – cu intensitate mult mai mare – să circule prin joncțiunea colector-emitor, deci tranzistorul

Este de mirare cum așa referenți serioși și o așa competență comisie de avizare a Ministerului nu au valorificat această prioritate românească. Punem acest lucru pe seama caracterului lor modest, modest ...

Noutate plutea însă în aer încă de la pagina anterioară, unde simbolul tranzistorului este părintește tras de urechi pentru a nu arăta sensul curentului prin joncțiunea bază-emitor **decît în conexiunea emitor comun** :

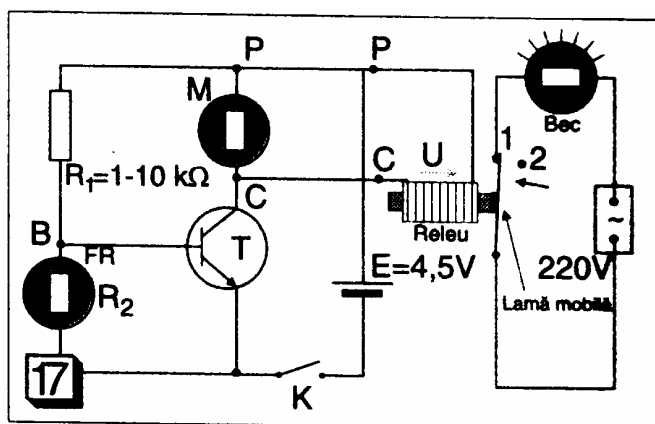
"În simbolul tranzistorului, săgeata indică sensul conducerii în prima joncțiune (E-B), în montaj cu emitorul comun ...."

Ce trebuie să facă simbolul în celelalte conexiuni este treaba lui, ori săgeata dispăre, ori, mai bine, arată todeauna înspre acești autori inventivi.

Că treaba este serioasă și tranzistorul acestor domni autori este ceva cu totul nou, ne putem convinge imediat. Cum credeți că se comportă "joncțiunea colector-emitor ? Așa e că nu ghiciți ? Ca un rezistor : "Dacă un tranzistor se deschide ..., atunci rezistența dintre colector și emitor ( $R_{CE}$ ) scade foarte mult..." Și asta nu e încă nimic, pentru că " $U_{CE}$  devine neglijabilă (zecimi de volt) cînd curentul  $I_C$  atinge valorile maxime admise (notate în cataloagele de dispozitive semiconductoare)". Trebuie să recunoaștem că acest tranzistor, care se uită în cataloage ca să știe să intre în saturație cînd curentul  $I_C$  atinge "valorile maxime admise" este într-adevăr ceva revoluționar.

Și comportarea sa în circuite este la fel de revoluționară. De exemplu, în cel din figura alăturată: "Cînd fotorezistența FR este luminată, rezistența ei scade, tranzistorul intră puternic în conducție și ....". Oricare alt tranzistor NPN s-ar fi blocat la scăderea rezistenței  $R_2$ , cel al autorilor citați "intră puternic în conducție". Numai să fie fotorezistența "luminată", vorba (inconfundabilă) a acestor autori.

Ca orice realizare importantă și inventarea acestui tranzistor a necesitat o pregătire anterioară. Gîndiți-vă numai prin cîte cărți or fi căutat pînă au găsit simbolurile stranii pe care le folosesc pentru rezistoare, becuri și diode. Sau poate ne înșelăm noi, le-au găsit în prima (și singura) ....



<sup>2</sup> \*\*\*, "Fizică", Manual pentru clasa a X-a, Ed. Teora Educațional, București, 2000.

## 4.2. Conexiunea emitor comun

### 2.A. Configurația cu emitor comun

Structura și modul de funcționare ale tranzistorului bipolar cu joncțiuni au fost descrise în secțiunea 4.1. În regimul de funcționare activ normal, joncțiunea emitor-bază este direct polarizată (deschisă), în timp ce joncțiunea colector-bază este invers polarizată. În aceste condiții, curentul de colector este dat de relația

$$I_C = \alpha I_E + I_{CB0}; \tag{4.11}$$

deoarece  $I_{CB0}$  (curentul invers rezidual colector-bază cu emitorul în gol) este complet neglijabil la tranzistoarele moderne cu siliciu, iar factorul  $\alpha$  este extrem de aproape de unitate, curentul de colector este practic egal cu cel de emitor, așa cum se poate constata și în Fig. 4.20.

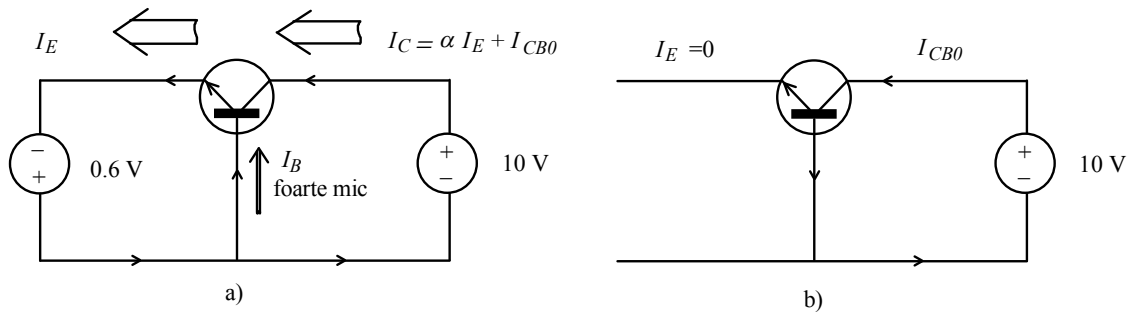


Fig. 4.20. Curenții în regiunea activă normală (a) și semnificația curentului rezidual  $I_{CB0}$ .

Configurația cu bază comună din figura precedentă prezintă două dezavantaje:

- cele două surse au polarități opuse în raport cu masa și, de aceea, nu se utilizează aproape niciodată pentru regimul de curent continuu (polarizare);
- curentul de emitor are valori egale cu acelea ale curentului pe care îl comandă; din acest motiv, pentru regimul de variații (prelucrarea semnalelor) configurația cu bază comună este utilizată numai în puține aplicații.

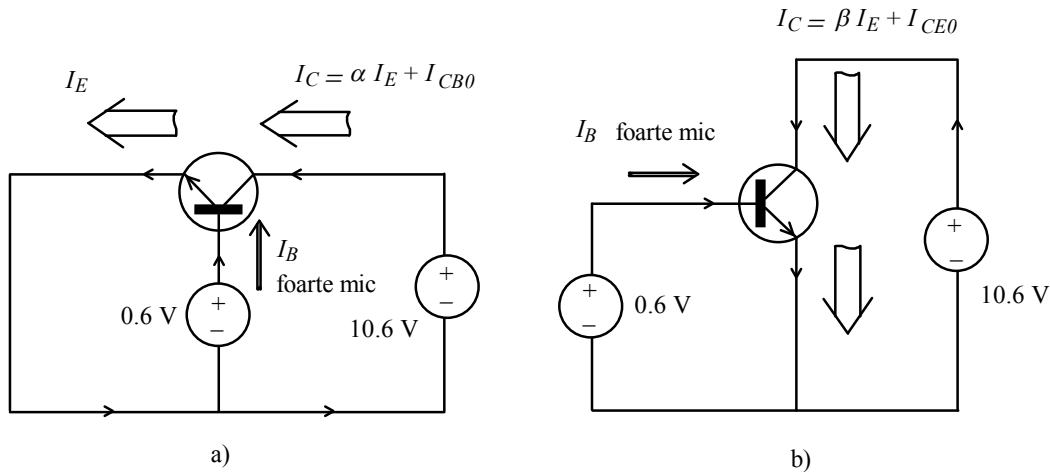


Fig. 4.21. Conexiunea cu emitor comun.

Prin deplasarea sursei de tensiune de 0.6 V de-a lungul buclei de circuit, se ajunge la configurația cu emitorul comun din Fig. 4.21 a) care este cea mai utilizată configurație pentru tranzistoarele bipolare. Pentru a



avea portul de intrare în stînga, schema trebuie redesenată ca în Fig. 4.21 b), așa cum o veți întîlni întodeana în aplicații.

În conexiunea cu emitorul comun, portul de intrare este între bază și emitor iar cel de ieșire este între colector și emitor, terminalul de emitor fiind comun.

Deși perechea de borne de intrare este aceeași ca la conexiunea bază comună, **curent de intrare este acum curentul bazei, care este de cel puțin o sută de ori mai mic decît cel de emitor.** Prin aplicarea legii curenților și utilizarea relației (4.11), curentul de colector poate fi exprimat în funcție de curentul de bază prin

$$I_C = \frac{\alpha}{1 - \alpha} I_B + \frac{1}{1 - \alpha} I_{CB0}. \quad (4.12)$$

Factorul

$$\beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha} \quad (4.13)$$

este esențial pentru descrierea funcționării acestei configurații și se numește factor de amplificare a curentului în conexiunea emitor comun. Cum  $\alpha$  este foarte apropiat de unitate, factorul  $\beta$  are valori mari, de ordinul sutelor. Numai în cazul tranzistoarelor de mare putere factorul  $\beta$  are valori mai mici, de ordinul 20 - 50.

Deoarece la numitorul relației (4.13) este o diferență între două numere foarte apropiate, valoarea ei este extrem de sensibilă la variațiile lui  $\alpha$ . Diferențiind relația, putem arăta că

$$\frac{d\beta}{\beta} = \frac{1}{1 - \alpha} \cdot \frac{d\alpha}{\alpha} = (\beta + 1) \cdot \frac{d\alpha}{\alpha} \cong \beta \cdot \frac{d\alpha}{\alpha}; \quad (4.14)$$

astfel

variațiile relative ale factorului  $\alpha$  provoacă variații relative ale factorului  $\beta$  de sute de ori mai mari.

Din acest motiv, deși factorul  $\alpha$  este controlat tehnologic rezonabil de bine,

**factorul  $\beta$  are o împrăștiere tehnologică foarte mare.**

Astfel, în practică, la montarea unui tranzistor într-un circuit, asupra lui există o incertitudine destul de mare, extremitățile acestui interval fiind cel puțin în raportul 1:2. De exemplu, la BC 171A factorul  $\beta$  este între 125 și 260 (litera A înseamnă ca producătorul a făcut deja o sortare prealabilă, dacă ați cumpărat BC 171 puteți să vă așteptați la valori între 40 și 1000). Din această cauză,

orice circuit cu tranzistoare ale cărui performanțe (punct static de funcționare, amplificări, etc) depind puternic de factorul  $\beta$  este contraindicat în aplicațiile practice.

*Observație: Ați scăpat, astfel, de rezolvarea unui mare număr de probleme din culegerile scrise de o serie de autori români, specialiști în "electronică teoretică".*

Exprimînd cu ajutorul factorului  $\beta$  relația (4.12), avem

$$I_C = \beta I_B + (\beta + 1) I_{CB0};$$

dacă definim curentul rezidual colector-emitor (cu baza în gol) prin  $I_{CE0} = (\beta + 1) I_{CB0}$ , relația anterioară capătă forma

$$\boxed{I_C = \beta I_B + I_{CE0}} \quad (4.15)$$

La siliciu curenții reziduali sunt extrem de mici; de exemplu, chiar la un tranzistor de curent mare (15 A) cum e 2N3055, curentul  $I_{CE0}$  este sub 20 nA la temperatura camerei și abia ajunge spre 100  $\mu$ A dacă îl încălzim la 130 °C. Putem, deci, scrie cu foarte bună aproximație

$$\boxed{I_C = \beta I_B} \quad (4.16)$$

iar cu o aproximație mai bună de un procent

$$\boxed{I_C \cong I_E} \quad (4.17)$$

Curentul de colector este practic egal cu cel de emitor și de  $\beta$  ori mai mare decît curentul de bază.

Să privim acum un tranzistor **NPN** într-o schemă practică cu emitorul comun (Fig. 4.22). Funcționarea sa poate fi înțeleasă cu un model extrem de simplu. Între bază și emitor există o joncțiune semiconductoare care se comportă ca o diodă: curentul poate să treacă numai într-un singur sens, dacă tensiunea bază-emitor depășește tensiunea de prag, egală cu 0.6-0.7 V. Peste această valoare, curentul crește foarte abrupt (valoarea sa multiplicîndu-se cu 10 la fiecare variație de aproximativ 60 mV). Putem astfel considera, în primă aproximație, că **după deschidere, tensiunea bază-emitor rămîne constantă**, valoarea curentului de bază fiind determinată de circuitul exterior;

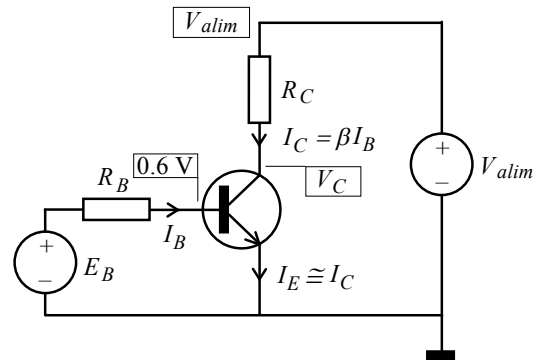


Fig. 4.22. Tranzistorul NPN într-un circuit practic cu emitorul comun.

în absența unei rezistențe de limitare a curentului, polarizarea joncțiunii bază-emitor direct cu o sursă de tensiune cu rezistență mică este o cale sigură pentru distrugerea tranzistorului.

Dacă între colector și emitor s-ar face scurtcircuit (manevră absolut inofensivă pentru tranzistor), am obține o valoare maximă a curentului

$$I_{Cmax} = \frac{V_{alim}}{R_C}; \quad (4.18)$$

îndepărtînd scurtcircuitul, curentul de colector nu poate fi decît mai mic sau egal cu această valoare  $0 \leq I_C \leq I_{Cmax}$ . Tranzistorul se comportă ca un **robinet controlat: el nu produce curent** ci numai lasă să treacă unul de valoare  $I_C = \beta I_B$ , indiferent de circuitul extern (tensiunea de alimentare  $V_{alim}$  și rezistența  $R_C$ ), atîta timp cît circuitul extern poate furniza această valoare de curent, așa cum se poate vedea în Fig. 4.23. Putem înlocui rezistența  $R_C$  cu o diodă conectată în polarizare directă (desenul b): valoarea curentului de colector va rămîne practic neschimbată, se va modifica numai potențialul colectorului, de la  $V_{alim} - I_C R_C$  la  $V_{alim} - 0.6 \text{ V}$ . La fel de bine putem să o înlocuim cu un scurtcircuit, potențialul colectorului se va duce la  $V_{alim}$  dar curentul de colector va rămîne nemodificat (desenul c).

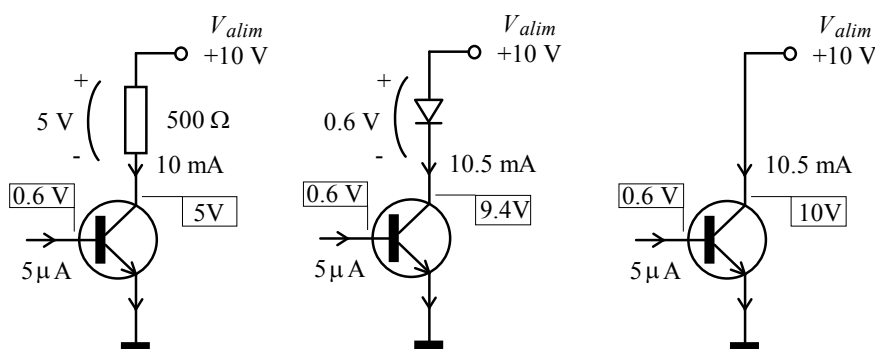


Fig. 4.23. În regiunea activă normală curentul de colector este practic constant (egal cu  $\beta I_B$ ) indiferent de dispozitivul conectat în colector.

Funcția tranzistorului este controlul curentului de colector, control efectuat prin starea portului de intrare. Să ne întoarcem la situația din desenul a) al figurii precedente, în care avem o rezistență legată în colector, și să creștem curentul bazei, ca în Fig. 4.24 a). Tranzistorul acționează ca un **robinet controlat** permițînd ca un curent mai mare să fie absorbit din rezistența de colector. În același timp însă, conforme relației  $V_C = V_{alim} - R_C I_C$ , **potențialul colectorului coboară**, așa cum se întîmplă cu nivelul lichidului din rezervorul 2 din echivalentul hidraulic reprezentat în desenul b). În circuitul hidraulic, nivelul rezervorului 1 este presupus constant, așa cum este menținut potențialul de +10 V, iar debitul prin conducta ce leagă rezervoarele este aproximativ proporțional cu diferența de nivel în cele două rezervoare (echivalentul legii lui Ohm pe rezistența din colector).

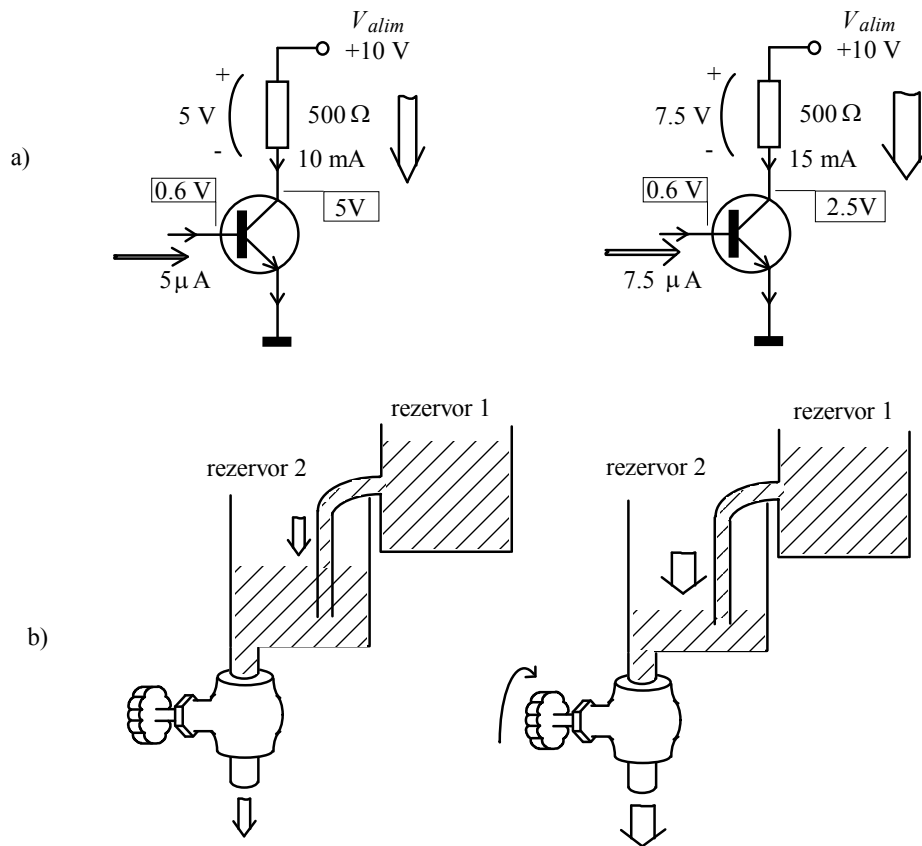


Fig. 4.24. Creșterea curentului de bază deschide mai mult tranzistorul, provocând creșterea curentului de colector și coborîrea potențialului colectorului.

## 2.B. Caracteristica de intrare

Așa cum spuneam, portul de intrare este echivalent cu o diodă, caracteristica sa statică  $I_B = f(V_{BE})$  fiind aproximativ exponențială și foarte puțin influențată de tensiunea colector-emitor, atunci când valoarea acesteia este modificată **între 1 V și câteva zeci de volți** (pînă la valoarea maximă garantată de fabricant). Nu discutăm aici situația în care **colectorul este lăsat în gol** ( $I_C = 0$ ) pentru că aceasta nu se întîlnește în aplicații. Când  $V_{BE}$  este mai mic decît tensiunea de deschidere (în jur de 0.6 V), curentul de bază este practic nul; după depășirea tensiunii de deschidere el crește foarte rapid, astfel încît la valorile permise pentru  $I_B$  tensiunea  $V_{BE}$  este aproximativ constantă.

Dacă efectuăm măsurători mai precise, constatăm că mărirea tensiunii colector-emitor **deplasează** extrem de puțin caracteristica de intrare. Pentru aceeași valoare a curentului de bază, tensiunea necesară între bază și emitor este un pic mai mare. Pentru o variație  $V_{CE}$  între 1 și 11 volți, aceasta, care are valori pe la 600 mV, crește cu mai puțin de 1mV ! Dacă menținem constantă tensiunea emitor-bază, la aceeași variație a lui  $V_{CE}$ , curentul de bază scade cu mai puțin de 3%.

## 2.C. Caracteristicile de transfer

Vom păstra constantă tensiunea colector-emitor, la o valoare care asigură funcționarea în regiunea activă. Mărimea de ieșire este curentul de colector dar, ca mărime de intrare avem de ales între curentul de bază și tensiunea bază emitor. Dacă alegem curentul de bază, conform relației  $I_C = \beta I_B$ , ne așteptăm la o linie dreaptă care trece prin origine. Dacă pe graficul  $I_C = f(I_B)$  e puțin probabil să observăm (cu ochiul liber) o abatere de la linia dreaptă, calcularea raportului  $I_C/I_B = \beta_{DC}$ , numit **factor static de amplificare** (în curent continuu), arată că acesta nu rămâne constant. Pe o scară lin-lin acest fenomen nu este evident deoarece este localizat foarte aproape de originea axelor. Din acest motiv, e mai bine să reprezentăm chiar dependența lui  $\beta_{DC}$  în funcție de curentul de colector. La un tranzistor de mică putere, ea are forma din Fig. 4.25. Se observă că dacă tranzistorul este operat la curenți de colector foarte mici, în domeniul microamperilor, factorul de amplificare  $\beta_{DC}$  scade aproape la o zecime din valoarea sa maximă.

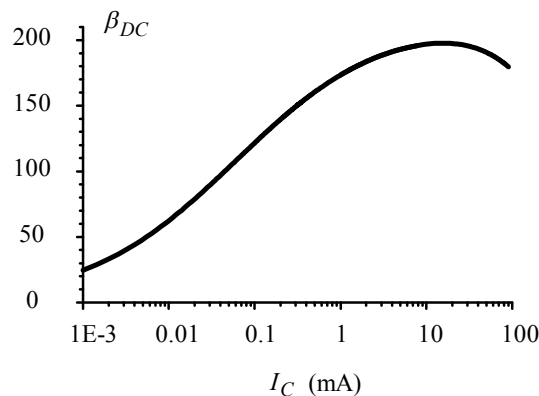


Fig. 4.25. Variația factorului  $\beta_{DC}$  cu intensitatea curentului de colector la tranzistorul 2N2222.

*Observație:* În cataloage, factorul de amplificare static  $\beta_{DC}$  este notat adesea cu  $h_{FE}$  ("h" pentru că este considerat unul din parametrii hibridi, "F" de la forward și "E" de la emitor comun). Indicele "FE" este scris cu litere mari pentru a arăta că factorul este definit la curent continuu.

Cum dependența  $I_C = f(I_B)$  nu este strict liniară, este clar că nici panta ei nu este constantă. Se definește, din acest motiv, **factorul dinamic de amplificare în curent**  $\beta_{AC} = \frac{dI_C}{dI_B}$ , pentru a caracteriza

funcționarea tranzistorului la variații mici în jurul unui anumit punct de funcționare. Evoluția acestui factor dinamic în funcție de curentul de colector este similară cu variația celui static: are valori mici la valori foarte coborâte ale lui  $I_C$  și trece printr-un maxim puțin înainte ca  $I_C$  să ajungă la valoarea maximă admisă.

*Observație:* Factorul dinamic de amplificare  $\beta_{AC}$  este notat în cataloage cu  $h_{fe}$ .

Strict vorbind, în modelele pentru variații ar trebui să apară  $\beta_{AC}$  iar la calculul polarizării (curent continuu) ar trebui să utilizăm factorul static  $\beta_{DC}$ . Dar chiar pentru tranzistoare sortate de fabricant, acești factori au valori cu o împrăștiere tehnologică atât de mare încât distincția dintre ei este un academism complet inutil. **Pentru că nu-i știm decât foarte aproximativ, îi vom considera întodeauna egali și îi vom nota de aici înainte, simplu, cu  $\beta$ .**

Am ales anterior, ca mărime de intrare, curentul  $I_B$ . Dacă alegem ca mărime de intrare tensiunea bază-emitor, în regiunea activă caracteristica de transfer respectă o lege exponențială

$$\boxed{I_C = I_s e^{V_{BE}/V_T}} \quad (4.19)$$

pe aproape șapte decade de variație a curentului; ca și pînă acum,  $V_T$  este potențialul termic, egal cu aproximativ 25 mV la temperatura camerei. Astfel,

curentul de colector se dublează la fiecare creștere cu 18 mV a tensiunii bază-emitor și se multiplică cu zece la fiecare creștere de 60 mV.

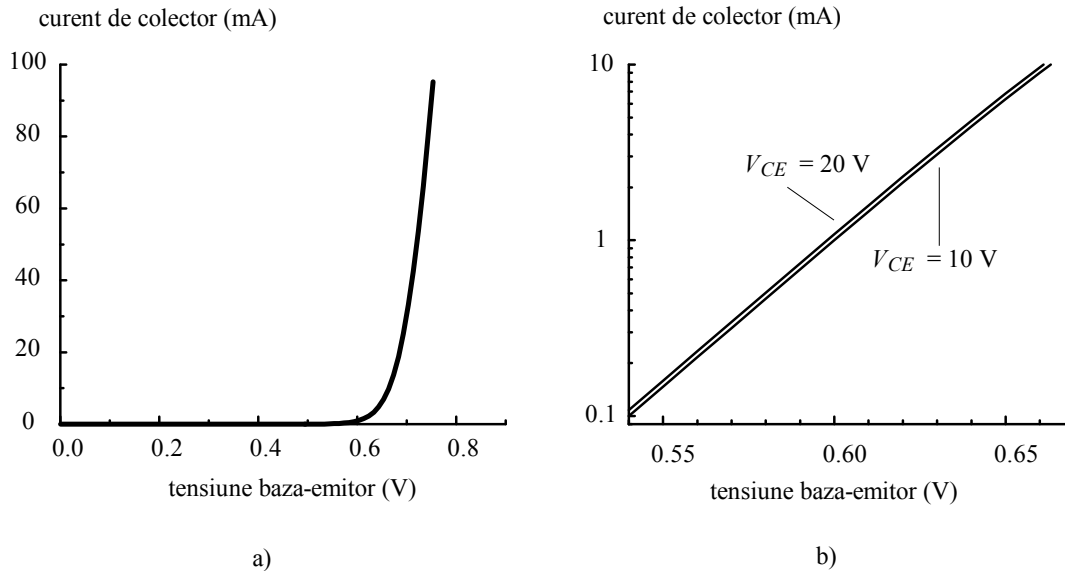


Fig. 4.26. Caracteristica de transfer  $I_C = f(V_{BE})$ .

Reprezentată în coordonate liniare, caracteristica de transfer are forma din Fig. 4.26 a) și arată că modul în care este controlat robinetul este foarte neliniar. Sensibilitatea controlului poate fi descrisă cu un parametru diferențial, numit **transconductanță dinamică** (adesea numit simplu transconductanță), definit prin viteza de creștere a curentului în raport cu tensiunea de control

$$g_m = \frac{dI_C}{dV_{BE}}; \quad (4.20)$$

din relația (4.19) se obține imediat că transconductanța **nu depinde decât de curentul de colector la care operează tranzistorul**,

$$g_m = \frac{I_C}{V_T} \quad (4.21)$$

Cu alte cuvinte,

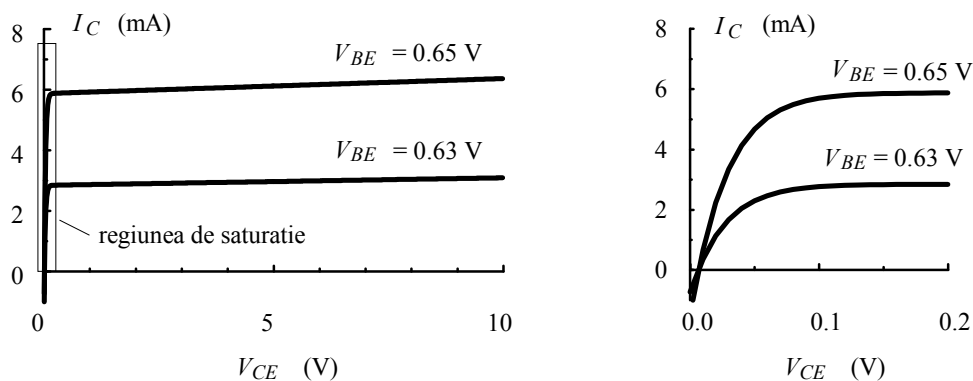
dacă am stabilit valoarea curentului de colector, orice tranzistor are aceeași transconductanță, indiferent de parametrii săi  $I_S$  și  $\beta$ .

Diferențele în parametrii  $I_S$  și  $\beta$  afectează numai modul în care trebuie polarizăm tranzistorul pentru a obține curentul de colector  $I_C$  dorit: modificarea lui  $I_S$  va cere o tensiune  $V_{BE}$  ușor diferită, iar variația lui  $\beta$  va conduce la o altă valoare a curentului absorbit de baza tranzistorului.

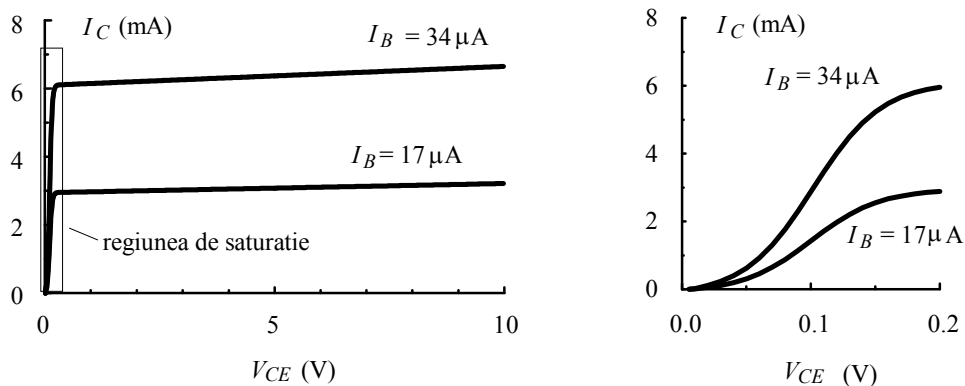
Mai mult, așa cum se vede în desenul b) al figurii, modificarea tensiunii colector-bază nu face decât să translateze caracteristica în coordonate logaritmice, adică să afecteze numai factorul multiplicativ  $I_S$  din relația (4.19). Astfel, modificarea transconductanței la variația tensiunii de ieșire colector-bază are loc numai prin variația curentului  $I_C$  la care este operat tranzistorul, conform relației (4.21).

## 2.D. Caracteristica de ieșire

Păstrînd constantă tensiunea bază-emitor, caracteristica de ieșire  $I_C = f(V_{CE})$  are forma din Fig. 4.27 a). Constatăm că valoarea curentului de colector este aproximativ independentă de  $V_{CE}$  numai pentru valori ale lui  $V_{CE}$  mai mari de cîteva zecimi de volt. Aceasta este numită **regiune activă normală**.



a) Caracteristici de iesire la  $V_{BE}$  constant



b) Caracteristici de iesire la  $I_B$  constant

Fig. 4.27. Caracteristici de ieșire în conexiunea emitor comun.

Ce se întîmplă la valori mai mici ? În plus față de joncțiunea bază-emitor, tranzistorul mai are o joncțiune între bază și colector, joncțiune care în mod normal este **invers polarizată** (Fig. 4.28 a). Cînd tensiunea colector emitor coboară sub 0.6 V, potențialul colectorului coboară sub potențialul bazei (Fig. 4.28 b) și joncțiunea bază-colector începe să fie direct polarizată, iar la potențiale de colector sub 0.1 V începe chiar să se deschidă, curentul produs prin acest mecanism **ieșind** prin terminalul de colector și diminuînd progresiv

curentul total de colector, așa cum se poate observa în desenul b) al figurii. În final, la  $V_{CE} = 0$ , curentul de emitor este practic nul întregul curent de bază ieșind prin colector ( $I_C$  este negativ), ca în desenul c) al figurii. Trebuie notat că nici în acest regim tranzistorul nu se comportă ca și cum ar fi alcătuit din două diode montate "spate la spate", joncțiunea bază-colector acaparând tot curentul de bază, deși cealaltă joncțiune este polarizată cu exact aceeași tensiune. Deschiderea nedorită a joncțiunii colector bază, cunoscută sub numele de **saturație**, este un dezavantaj congenital al tranzistoarelor bipolare.

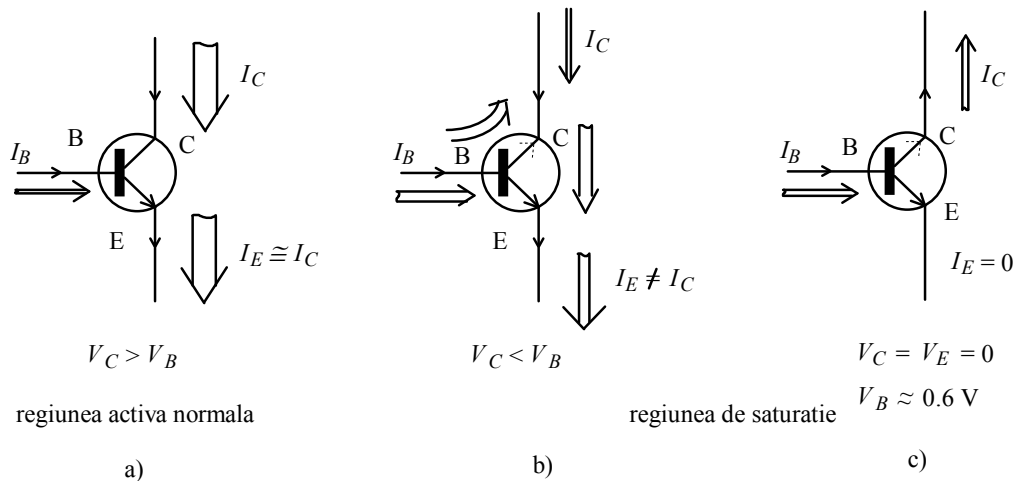


Fig. 4.28. Intrarea în saturație la coborîrea potențialului de colector; potențialul bazei este menținut la 0.6 V.

În circuitele practice nu tensiunea bază-emitor este menținută constantă, ci **curentul de bază** (aproximativ constant). În aceste condiții, caracteristicile de ieșire au forma din Fig. 4.27 b). Ele diferă de cele trasate la  $V_{BE} = \text{const.}$  doar în regiunea de saturație, deoarece acum potențialul bazei nu mai este fixat. Astfel, curentul de colector scade la zero pentru  $V_{CE} = 0$ , fără să mai ajungă la valori negative.

În oricare din situații însă, în regiunea de saturație sensibilitatea controlării curentului de colector scade dramatic, astfel că putem afirma că, practic, acest curent încetează să mai fie controlat de starea portului de intrare.

În conexiunea emitor comun, saturația tranzistorului se manifestă prin **imposibilitatea de a controla curentul de colector prin valoarea curentului de bază**.

Să ne ocupăm acum și de cealaltă regiune a caracteristicii de ieșire, numită activă normală. Spuneam că aici practic curentul de colector nu depinde de tensiunea colector-emitor: **la portul de ieșire tranzistorul nu se comportă ca un rezistor**. La o privire mai atentă, constatăm însă o ușoară creștere a curentului de colector atunci când creștem tensiunea colector-emitor. Ea apare la fel, indiferent dacă menținem  $V_{BE} = \text{const.}$  sau  $I_B = \text{const.}$ , deci nu putem da vina pe modificarea caracteristicii de intrare produsă de variația tensiunii de ieșire  $V_{CE}$ . Cu  $I_B = \text{const.}$  curentul ar trebui să fie  $I_C = \beta I_B$ , indiferent de valoarea tensiunii  $V_{BE}$ ; rezultă că această înclinare a caracteristicii de ieșire este provocată de variația lui  $\beta$  cu  $V_{CE}$ .

La conexiunea bază comună, păstrînd curentul de intrare  $I_E$  constant, curentul de colector se modifică extrem de puțin la variația tensiunii de ieșire. De ce oare în conexiunea emitor comun efectul este mult mai mare? În cazul conexiunii bază comună, variația curentului  $I_C = \alpha I_E$  este produsă datorită variației factorului  $\alpha$  care se modifică extrem de puțin, cam cu 0.01 % ( $10^{-4}$ ) pe volt. În cazul conexiunii emitor comun,  $I_C = \beta I_B$  și, dacă menținem constant curentul de bază, curentul de colector se modifică numai datorită variației factorului  $\beta$ . Am văzut însă anterior că o variație a lui  $\alpha$  provoacă o variație relativă a lui



$\beta$  de  $\beta$  ori mai mare, deci de câteva sute de ori mai mare. Vom avea, deci, pe fiecare volt de variație a tensiunii  $V_{CE}$ , o variație a curentului de colector de cel puțin 1%; aceasta înseamnă, pe un interval de zece volți, o variație apreciabilă : 10 %. Sursa de curent echivalentă este de o sută de ori mai modestă decât aceea de la bază comună.

Presupunând o variație liniară (de gradul întâi) a lui  $\beta$  în funcție de  $V_{CE}$

$$\beta = \beta_0(1 + V_{CE}/V_{EA}) \tag{4.22}$$

cu valoarea  $V_{EA}$  **constantă**, ajungem la o expresie a curentului de colector

$$I_C = \beta_0 I_B + \beta_0 I_B V_{CE}/V_{EA} = I_C^{(0)} + I_C^{(0)} V_{CE}/V_{EA} \tag{4.23}$$

unde am notat cu  $I_C^{(0)} = \beta_0 I_B$  curentul de colector "extrapolat" la  $V_{CE} = 0$  (Fig. 4.29 a).

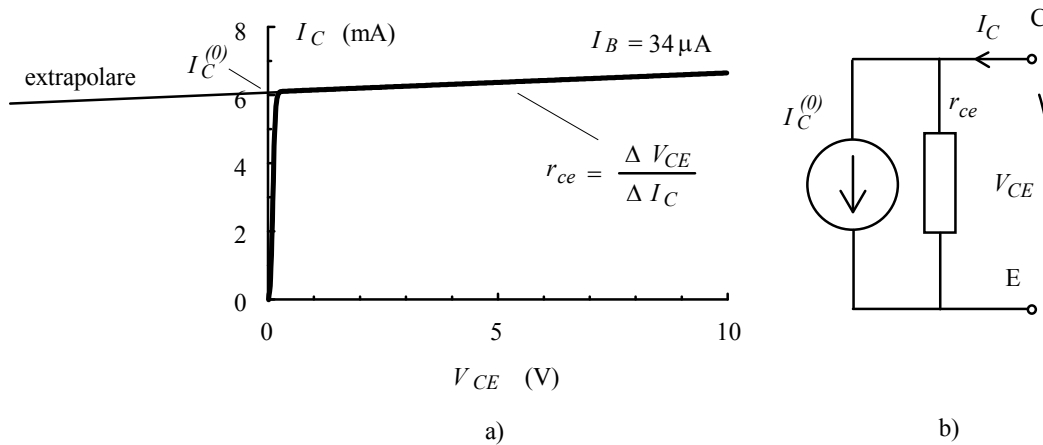


Fig. 4.29. Efectul Early în conexiunea emitor comun.

Rezistența dinamică în regiunea activă se obține simplu

$$r_{ce} = \frac{\Delta V_{CE}}{\Delta I_C} = \frac{V_{EA}}{I_C^{(0)}} \tag{4.24}$$

fiind **invers proporțională cu valoarea curentului de colector**. În regiunea activă normală, portul de ieșire poate fi echivalat cu o sursă ideală de curent de valoare  $I_C^{(0)} = \beta I_B$  în paralel cu un rezistor cu rezistența  $r_{ce} = V_{EA}/I_C^{(0)}$ , ca în Fig. 4.26 b).

Relația (4.23) are și o consecință geometrică. Să calculăm intersecția cu axa orizontală a carateristicii extrapolate; punem  $I_C = 0$  și obținem intersecția la

$$V_{CE} = -V_{EA} \tag{4.25}$$

**indiferent de valoarea lui  $I_B$** . În consecință, așa cum se poate vedea în Fig. 4.30,

toate prelungirile caracteristicilor se întâlnesc într-un singur punct, la tensiunea  $-V_{EA}$ , numită **tensiune Early**; aceasta are valori de ordinul a o sută de volți.

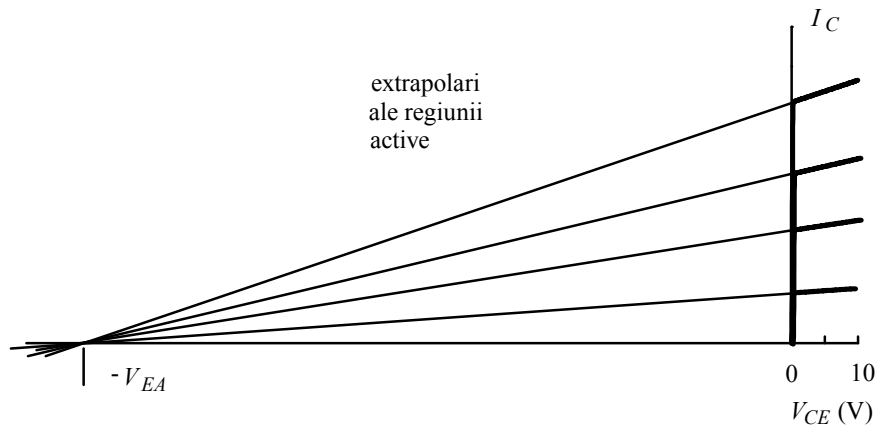


Fig. 4.30. Toate dreptele obținute prin extrapolarea caracteristicii din regiunea activă se întâlnesc într-un singur punct.

Mai rămîne să discutăm al treilea regim de funcționare, acela în care curentul de colector este nul.

Cînd curentul de colector este nul, tranzistorul se află în regiunea de blocare (tăiere).

Practic, cel mai adesea, blocarea este realizată prin aducerea la zero a tensiunii bază-emitor sau polarizarea inversă a acestei joncțiuni. În principiu, însă, deoarece la tranzistoarele cu siliciu curentul rezidual de colector este neglijabil, aducerea tranzistorului în regiunea de blocare se poate face și prin lăsarea în gol a bazei ( $I_B = 0$ ).

Așa cum se poate constata în Fig. 4.31, unde am reprezentat circuitul cu emitor comun și echivalentul său hidraulic, căderea de tensiune pe rezistorul din colector devine nulă (legea lui Ohm) și potențialul colectorului devine egal cu cel al alimentării pozitive, **ca și cum tranzistorul nu ar exista.**

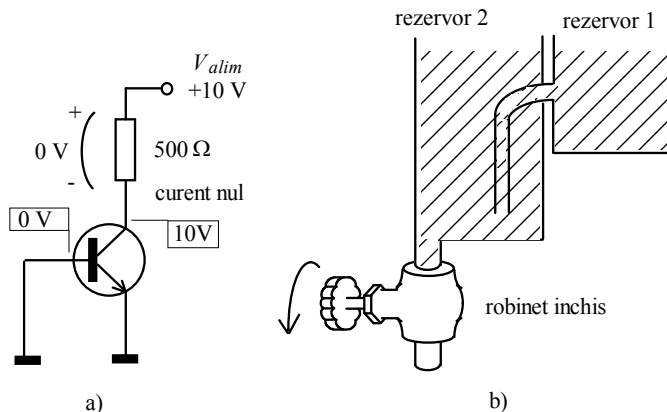


Fig. 4.31. Regimul de blocare.

Prin blocarea tranzistorului, potențialul său de colector urcă la nivelul potențialului alimentării.

### 2.E. Saturația tranzistorului

Pentru trasarea caracteristicilor am legat între colector și emitor o sursă ideală de tensiune care să mențină între aceste puncte tensiunea la valoarea dorită de noi. Astfel, intrarea în saturație s-a făcut prin coborârea tensiunii acestei surse care, continuată, **coborâ la zero curentul de colector.**

În circuitele practice în care tranzistorul este utilizat (și nu studiat, cum am făcut noi pînă acum), lucrurile stau cu totul altfel, așa cum se vede în Fig. 4.32. Diferența esențială este că sursa  $V_{alim}$  nu mai menține constantă tensiunea între colector și emitor ci potențialul "în amonte" de rezistența  $R_C$ . Astfel, tensiunea colector emitor este dictată de legea lui Ohm

$$V_{CE} = V_C = V_{alim} - I_C R_C. \quad (4.26)$$

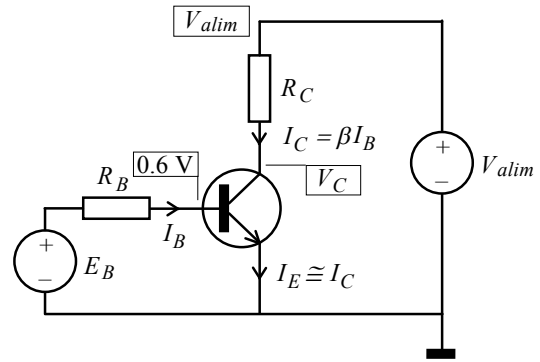


Fig. 4.32. Circuit cu emitor comun.

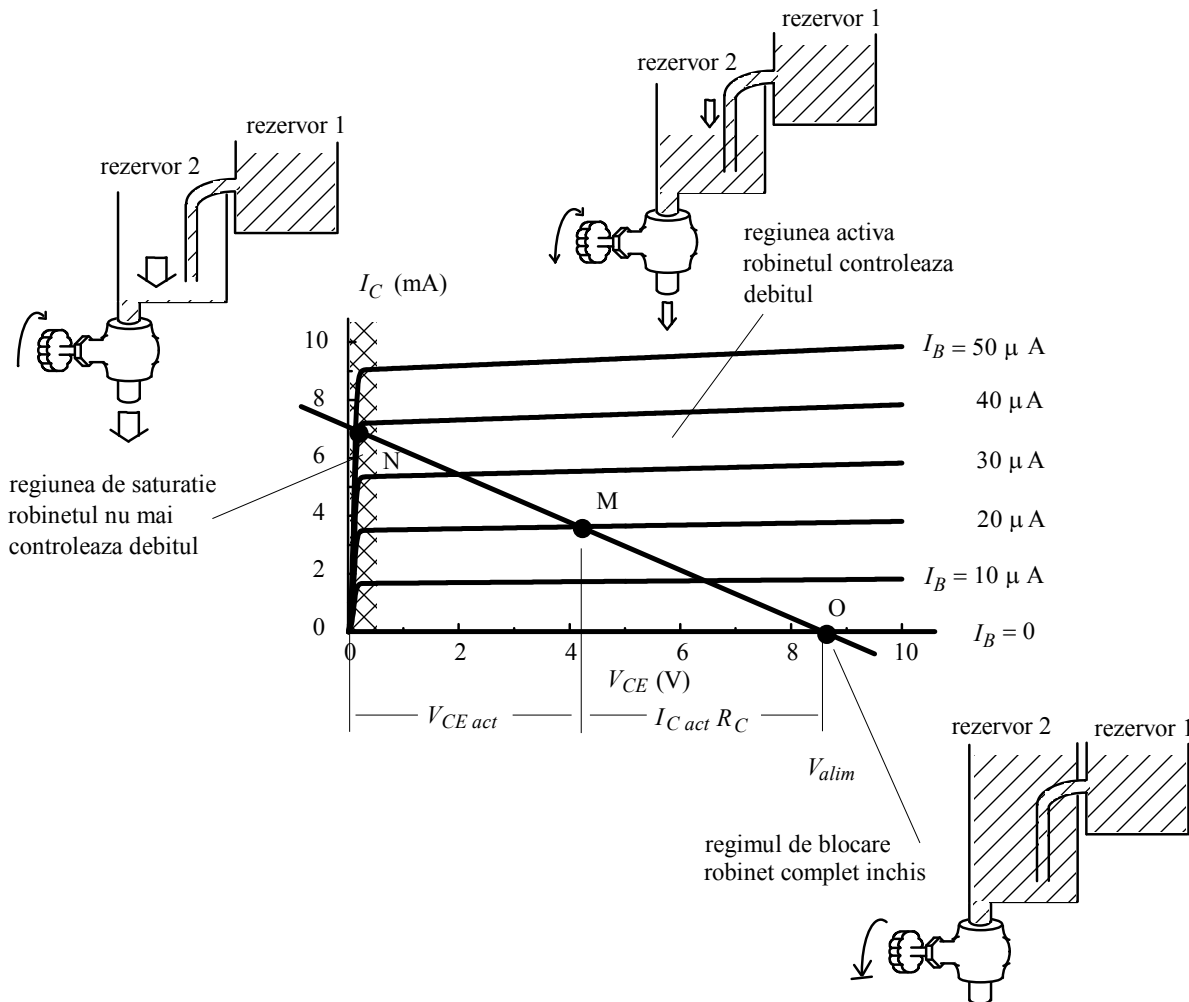


Fig. 4.33. Regimurile de funcționare a tranzistorului.

Putem urmări starea tranzistorului pe familia de caracteristici de ieșire, prin metoda dreptei de sarcină. Această dreaptă intersectează axele la  $V_{alim}$  și  $V_{alim}/R_C$ , așa cum se vede în Fig. 4.33. Să presupunem că am stabilit curentul de bază la  $20 \mu A$  și punctul de funcționare se găsește în poziția M de pe desen. Se vede că tensiunea colector-emitor nu este întreaga tensiune de alimentare, cantitatea  $R_C \cdot I_{C act}$  căzând pe rezistența din colector, conform relației precedente. Mărirea sau micșorarea curentului de bază deschide mai mult sau mai puțin robinetul de curent, modificând simultan valoarea curentului de colector și tensiunea colector emitor (echivalentul nivelului din rezervorul 2). Aceasta este regiunea activă. Aici curentul de colector și potențialul colectorului sunt controlate de curentul de bază

$$\begin{aligned} I_C &= \beta I_B \\ V_C &= V_{alim} - \beta R_C I_B \end{aligned} \quad (4.27)$$

tranzistorul putând fi utilizat ca un amplificator.

Dacă valoarea curentului de bază este adusă la zero, și curentul de colector devine zero, robinetul fiind complet închis (punctul O de pe desen); în consecință, potențialul colectorului urcă la nivelul tensiunii de alimentare. Am ajuns, astfel, în regimul de blocare.

Ce se întâmplă însă dacă mărim prea mult curentul de bază? Deplasându-se spre stînga de-a lungul dreptei de sarcină, punctul de funcționare ajunge, în poziția N, în regiunea de saturație a tranzistorului, figurată cu un dreptunghi hașurat. Aici curentul de colector încetează să mai depindă practic de curentul de bază; degeaba creștem noi curentul de bază de la  $40 \mu A$  la  $60 \mu A$ , punctul de funcționare rămîne practic tot în poziția N, la un curent de colector foarte puțin sub valoarea  $V_{alim}/R_C$  la care dreapta de sarcina intersectează axa verticală.

Dacă desenăm dependența curentului de colector în funcție de curentul de bază, obținem graficul din Fig. 34 a). Începînd de la o valoare a curentului de bază egală cu

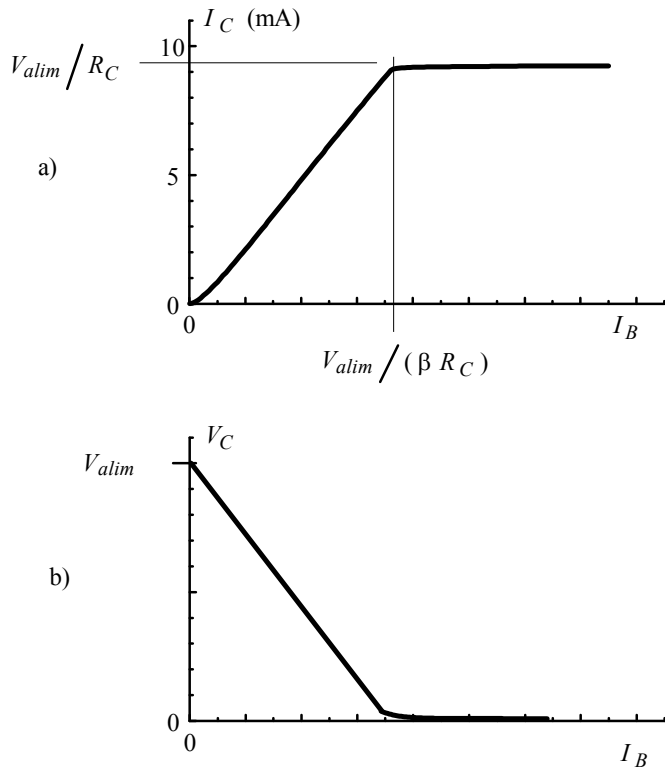


Fig. 4.34. Saturația curentului de colector în raport cu cel de bază.

$$I_{B sat} \cong \frac{V_{alim}}{\beta R_C} \quad (4.28)$$

curentul de colector încetează să mai crească, plafonîndu-se la o valoare de

$$I_{C\text{sat}} \cong \frac{V_{\text{alim}}}{R_C} \quad (4.29)$$

astfel,

valorile curenților (de bază și de colector) la care tranzistorul ajunge în saturație depind numai de circuitul extern.

Dacă în locul rezistenței  $R_C$  am fi legat colectorul direct la tensiunea de alimentare, dreapta de sarcină din Fig. 4.33 ar fi devenit verticală, deoarece potențialul colectorului nu s-ar fi clintit de la  $V_{\text{alim}}$ . În consecință, oricât am fi mărit curentul de bază, tranzistorul ar fi rămas în regiunea activă, urmînd ca la un moment dat să se distrugă prin supraîncălzire, fără să fi ajuns să afle ce înseamnă saturația.

În circuitele practice, tranzistorul poate ajunge în saturație datorită dipolului legat în colector: la creșterea curentului, pe acest dipol cade o tensiune din ce în ce mai mare, tensiunea între colector și emitor putînd astfel scădea pînă spre valoarea nulă.

În general, atunci cînd o mărime  $y$ , care depinde de o alta,  $x$ , încetează practic să mai crească la mărirea lui  $x$ , spunem că avem **saturația lui  $y$  în raport cu  $x$** .

În cazul tranzistoarelor bipolare, prin saturație înțelegem saturația curentului de colector în raport cu cel de bază.

*Vom vedea că, parcă pentru a încurca lucrurile, în cazul tranzistoarelor cu efect de cîmp, prin saturație se înțelege cu totul altceva.*

Potențialul de la capătul inferior al rezistenței  $R_C$  ar fi ajuns la zero și dacă am fi controlat curentul cu un rezistor reglabil sau un tranzistor cu efect de cîmp. Ce aduce în plus tranzistorul este impedimentul legat de joncțiunea sa bază-colector: la valori ale potențialului de colector de cîteva zecimi de volt aceasta se deschide și împiedică potențialul de colector să ajungă la zero volți, așa cum se observă în Fig. 4.4 b). Această tensiune reziduală poate fi micșorată puțin prin mărirea exagerată a curentului de bază (se spune că tranzistorul intră adînc în saturație) dar ea rămîne și reprezintă o dificultate pentru unele tipuri de circuite cu tranzistoare bipolare. De exemplu, la curenți de zeci de amperi, valoarea ei ajunge spre 1 V, ceea ce produce o disipație de putere de cîteva zeci de wați pe **tranzistorul deschis**.

## 2.F. Date de catalog

Utilizatorul găsește informațiile relevante despre tranzistoarele pe care dorește să le folosească în foile da catalog oferite de producător. Deși pentru unii dintre parametri sunt date definițiile, majoritatea au semnificația acceptată în manuale sau alte publicații care standardizează terminologia. Prezentăm, în continuare, extrase din foia de catalog tranzistoarelor BC107 - BC108, limitînd comentariile la mărimile care au fost prezentate în acest capitol sau a căror semnificație este evidentă. Alți parametri importanți vor fi discutați în capitolele ulterioare, cînd ne vom ocupa de circuitele în care sunt utilizate tranzistoarele.

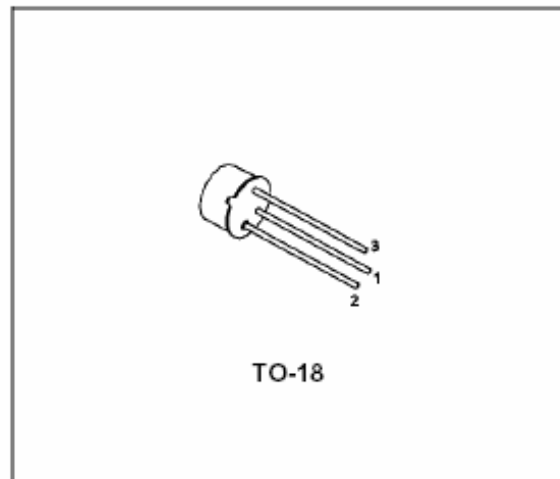
Foia de catalog începe cu prezentarea succintă a tranzistoarelor: **amplificatoare (aplicații liniare) de uz general (general purpose) la frecvențe joase (audio)**, avînd în plus specificația particulară de **zgomot**

**redus (low noise).** Urmează apoi câteva rânduri din care aflăm că tranzistoarele sunt de tip NPN, cu siliciu, și tipul capsulei. Ni se dau, de asemenea, câteva sugestii de aplicații, complementarele lor PNP și simbolul tranzistorului. De aici aflăm un lucru important, care trebuie reținut: **și foile de catalog pot conține erori.** În această foaie, de la SGS Thomson Microelectronics, simbolul desenat este al unui tranzistor PNP !.

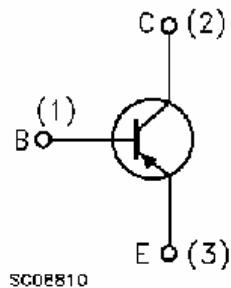
## LOW NOISE GENERAL PURPOSE AUDIO AMPLIFIERS

### DESCRIPTION

The BC107 and BC108 are silicon planar epitaxial NPN transistors in TO-18 metal case. They are suitable for use in driver stages, low noise input stages and signal processing circuits of television receivers. The PNP complement for BC107 is BC177.



### INTERNAL SCHEMATIC DIAGRAM



Primele date numerice prezentate sunt acelea ale valorilor maxime admise; pentru exemplificare, ne vom referi numai la BC107. Tensiunea inversă maximă între colector și bază este de 50 V (este inversă pentru că este definită ca  $V_{CB0}$  și este pozitivă, deci potențialul colectorului este mai ridicat). Între colector și emitor tensiunea nu trebuie să depășească 45 V iar joncțiunea bază-emitor străpunge invers dacă creștem tensiunea peste 6 V. Curentul maxim de colector este de 100 mA.

**ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS**

Symbol	Parameter	Value		Unit
		BC107	BC108	
$V_{CB0}$	Collector-Base Voltage ( $I_E = 0$ )	50	30	V
$V_{CE0}$	Collector-Emitter Voltage ( $I_B = 0$ )	45	20	V
$V_{EB0}$	Emitter-Base Voltage ( $I_C = 0$ )	6	5	V
$I_C$	Collector Current	100		mA
$P_{tot}$	Total Dissipation at $T_{amb} \leq 25\text{ }^\circ\text{C}$ at $T_{case} \leq 25\text{ }^\circ\text{C}$	0.3		W
		0.75		W
$T_{stg}$	Storage Temperature	-55 to 175		$^\circ\text{C}$
$T_j$	Max. Operating Junction Temperature	175		$^\circ\text{C}$

Valorile maxime pentru  $V_{CE}$  și  $I_C$  nu pot fi obținute simultan deoarece puterea disipată (egală cu produsul lor) nu poate depăși 300 mW și aceasta numai dacă aerul ambiant nu are o temperatură mai mare de  $25^\circ\text{C}$ . Tranzistorul poate disipa o putere mai mare (750 mW) dacă reușim să menținem **capsula** sub  $25^\circ\text{C}$ . Ultimele linii din tabel se referă la temperaturile de depozitare și funcționare. Aflăm astfel că performanțele sunt garantate pînă la o temperatură a joncțiunii de  $+175^\circ\text{C}$ .

Urmează grupa parametrilor legați de funcționare, "caracteristicile electrice". Dintre ele menționăm curentul rezidual colector bază, care este de 15 nA dar crește la 15  $\mu\text{A}$  dacă joncțiunea ajunge la  $150^\circ\text{C}$ . Pentru joncțiunea bază-emitor este dată căderea de tensiune în conducție directă  $V_{BE(on)}$ . Recunoaștem apoi factorii de amplificare a curentului în conexiunea emitor comun, atât cel static  $h_{FE} = \beta_{DC}$  cât și cel dinamic  $h_{fe} = \beta_{AC}$ . Observăm că pentru cel dinamic sunt date numai valorile tipice, **nu și intervalul de împrăștiere tehnologică**.

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit	
$I_{CB0}$	Collector Cut-off Current ( $I_E = 0$ )	for BC107					
		$V_{CB} = 40\text{ V}$			15	nA	
		$V_{CB} = 40\text{ V}$	$T_{case} = 150\text{ }^\circ\text{C}$			15	$\mu\text{A}$
		for BC108					
		$V_{CB} = 20\text{ V}$			15	$\mu\text{A}$	
		$V_{CB} = 20\text{ V}$	$T_{case} = 150\text{ }^\circ\text{C}$			15	$\mu\text{A}$

$V_{BE(on)}^*$	Base-Emitter On Voltage	$I_C = 2 \text{ mA}$ $V_{CE} = 5 \text{ V}$ $I_C = 10 \text{ mA}$ $V_{CE} = 5 \text{ V}$	550	650 700	700 770	mV mV
$h_{FE}^*$	DC Current Gain	$I_C = 2 \text{ mA}$ $V_{CE} = 5 \text{ V}$ for BC107 for BC107 Gr. A for BC107 Gr. B for BC108 for BC108 Gr. A for BC108 Gr. B for BC108 Gr. C $I_C = 10 \mu\text{A}$ $V_{CE} = 5 \text{ V}$ for BC107 for BC107 Gr. A for BC107 Gr. B for BC108 for BC108 Gr. A for BC108 Gr. B for BC108 Gr. C	110 110 200 110 110 200 420  40  40 100	       120 90 150 120 90 150 270	450 220 450 800 220 450 800	
$h_{ie}^*$	Small Signal Current Gain	$I_C = 2 \text{ mA}$ $V_{CE} = 5 \text{ V}$ $f = 1\text{KHz}$ for BC107 for BC107 Gr. A for BC107 Gr. B for BC108 for BC108 Gr. A for BC108 Gr. B for BC108 Gr. C $I_C = 10 \text{ mA}$ $V_{CE} = 10 \text{ V}$ $f = 100 \text{ MHz}$		250 190 300 370 190 300 500 2		

Același lucru se întâmplă și pentru alt parametru important, impedanța de intrare în conexiune emitor comun  $h_{ie}$  (la  $V_{CE}$  constant). Situația poate conduce la confuzii, mai ales pentru începători, deoarece, în realitate, **acești parametri  $h_{fe}$  și  $h_{ie}$  au aceeași dispersie tehnologică ca și factorul de amplificare static.**



## Enunțuri frecvent utilizate

(afît de frecvent încît merită să le memorați)

- În conexiunea cu emitorul comun, portul de intrare este între bază și emitor iar portul de ieșire este între colector și emitor; colectorul este, astfel, comun celor două porturi.
- Cel mai frecvent, tranzistoarele bipolare sunt utilizate în conexiunea emitor comun.
- Portul de intrare se comportă ca o diodă, caracteristica sa fiind foarte puțin afectată de valoarea tensiunii de ieșire (colector-bază).
- Curentul de colector este controlat exponențial de tensiunea bază-emitor; fiecare creștere de 60 mV produce o multiplicare cu 10 a curentului.
- Sensibilitatea acestui control poate fi caracterizată de un parametru dinamic numit transconductanță,  $g_m = dI_C/dV_{BE}$ ; transconductanța nu depinde decît de valoarea curentului de colector în jurul căreia s-a efectuat mica variație, conform relației  $g_m = I_C/V_T$ , unde  $V_T$  este tensiunea termică (25 mV la temperatura camerei).
- Pe de altă parte, valoarea curentului de colector este proporțională cu valoarea curentului de bază. Factorul de amplificare  $\beta$  are valori peste o sută și are o împrăștiere tehnologică mare.
- La portul de ieșire, tranzistorul se comportă aproximativ ca o sursă de curent. Comportarea este mai depărtată de idealitate în comparație cu situația de la conexiunea bază comună, deoarece factorul  $\beta$  suferă variații relative de  $\beta > 100$  ori mai mari decît factorul  $\alpha$ .
- Rezistența dinamică a portului de ieșire este invers proporțională cu valoarea curentului de colector, conform relației  $r_{ce} = V_{EA}/I_C$ , unde parametrul  $V_{EA}$  este tensiunea Early; această tensiune are valori de ordinul a 100 V.
- Regimul în care curentul de colector este controlat de starea portului de intrare se numește regim activ normal.
- Prin aducerea la zero a tensiunii bază-emitor, curentul de colector se anulează și tranzistorul ajunge în regimul de blocare; curentul de colector poate fi adus foarte aproape de zero și prin anularea curentului de bază.
- Dacă în colector este montată o rezistență și dacă valoarea curentului de bază crește în așa fel încît practic întreaga tensiune de alimentare să cadă pe rezistență, tranzistorul ajunge în regiunea de saturație, potențialul colectorului devenind practic egal cu cel al emitorului. În acest regim, curentul de colector nu mai este controlat de starea portului de intrare, fiind stabilit de circuitul extern la  $I_{C\text{sat}} \cong V_{\text{alim}}/R_C$ .

## Termeni noi

- **factorul  $\beta$**  factorul de amplificare a curenului în conexiunea emitor comun; este egal cu  $\alpha/(1 - \alpha)$  și are valori peste 100, prezentînd o împrăștiere tehnologică mare;
- **transconductanță** parametru dinamic ce caracterizează sensibilitatea cu care tensiunea bază-emitor controlează curenul de colector, definit ca  $g_m = d I_C / d V_{BE}$ ;
- **tensiune Early** parametru care caracterizează dependența liniară a factorului  $\beta$  de tensiunea colector bază; este utilizată la exprimarea rezistenței dinamice între colector și emitor prin relația  $r_{ce} = V_{EA} / I_C$  și are valori de ordinul a 100 V;
- **saturație** regim de funcționare a tranzistorului în care joncțiunea colector-bază ajunge să fie în conducție directă; în acest regim, curenul de colector nu mai este controlat de starea portului de intrare;
- **curent de colector de saturație** valoare a curenului de colector la care tranzistorul ajunge în saturație; este stabilită de circuitul extern  $I_{C\,sat} \cong V_{alim} / R_C$ ;
- **tensiune de saturație colector emitor** valoarea tensiunii colector-emitor în regimul de saturație; depinde de curenul de colector la care a apărut saturația
- **regim de blocare** regim de funcționare a tranzistorului în care curenul de colector este nul;

## Probleme rezolvate

**Problema 1.** Circuitul din Fig. 4.35 reprezintă o variantă de polarizare, cunoscută în multe texte de limbă română ca "polarizare fixă".

a) Tranzistorul are factorul  $\beta$  egal cu 200. Determinați punctul static de funcționare.

b) Reluați calculul de la punctul precedent în situațiile în care factorul  $\beta$  are valorile 100 și, respectiv, 400. Formulați o concluzie asupra sensibilității potențialului de colector la modificarea factorului  $\beta$ .

c) Revenind la valoarea de 200 a factorului  $\beta$ , calculați care este efectul asupra potențialului de colector produs de modificarea cu 0.2 V a tensiunii bază-emitor (datorită, de exemplu, împrăștierii tehnologice a curentului  $I_S$ ).

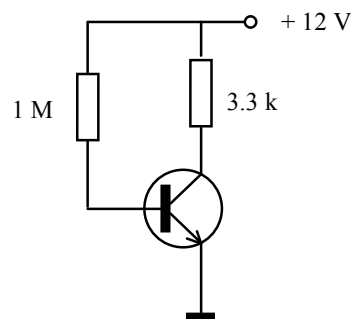


Fig. 4.35.

### Rezolvare

a) Emitorul este legat la masă, tranzistorul este din siliciu, deci potențialul bazei va fi pe undeva pe la tensiunea de deschidere de 0.6 V. Legea lui Ohm aplicată pe rezistorul din bază conduce la valoarea curentului la acest terminal

$$I_B = \frac{12 \text{ V} - 0.6 \text{ V}}{1 \text{ M}\Omega} = 11.4 \text{ }\mu\text{A};$$

de aici calculăm imediat curentul de colector

$$I_C = \beta I_B = 200 \cdot 11.4 \text{ }\mu\text{A} = 2.3 \text{ mA}.$$

Pe rezistența din colector va cădea tensiunea  $U_{R_C} = 2.3 \text{ mA} \cdot 3.3 \text{ k}\Omega = 7.6 \text{ V}$ , așa că potențialul din colector este

$$V_C = 12 \text{ V} - 7.6 \text{ V} = 4.4 \text{ V}.$$

b) Cu valoarea 100 pentru factorul  $\beta$  obținem  $I_C = 1.1 \text{ mA}$ ,  $U_{R_C} = 3.6 \text{ V}$  și  $V_C = 8.4 \text{ V}$ . Potențialul de colector nu mai este pe la jumătatea tensiunii de alimentare ci s-a apropiat de aceasta; cu toate acestea, mai avem o rezervă de 3.6 V pîna la regimul de blocare.

Reluăm acum calculele pentru  $\beta = 400$ . Curentul de colector rezultă  $I_C = 4.6 \text{ mA}$ , de unde rezultă  $U_{R_C} = 15.2 \text{ V}$  și obținem  $V_C = 12 \text{ V} - 15.2 \text{ V} = -3.2 \text{ V}$ . Așa să fie, un potențial negativ al colectorului cînd singura tensiune de alimentare pe care am o avem este pozitivă? Este clar că am greșit pe undeva. Refacem calculele și aritmetica ne conduce la același rezultat  $V_C = -3.2 \text{ V}$ . Verificăm acum ce relații am aplicat la fiecare pas de calcul. Tensiunea bază emitor este sigur de ordinul a 0.6 V; și dacă ar fi mai mică potențialul de colector ar rezulta și mai negativ. Legea lui Ohm este cu siguranță valabilă pe rezistorul de 1 M $\Omega$ . Putem, deci, să contăm pe valoarea obținută pentru curentul de bază, el este de 11.4  $\mu\text{A}$ .

Mai departe am scris că  $I_C = \beta I_B$ ; este această relație valabilă întodeauna? Recitim textul capitolului și descoperim că aceasta nu se mai întîmplă **dacă tranzistorul intră în saturație**. Putem chiar verifica faptul că tranzistorul este în saturație, există o valoare a curentului de colector fixată de circuitul extern pe care tranzistorul nu o poate depăși; aceasta se calculează simplu

$$I_{C\ sat} = \frac{12\text{ V}}{3.3\text{ k}\Omega} = 3.64\text{ mA}.$$

Or, cu relația  $I_C = \beta I_B$ , curentul de colector a rezultat egal cu 4.6 mA. Concluzia este una singură, cu  $\beta = 400$  **tranzistorul este în saturație**. Din acest motiv, **valoarea corectă pentru potențialul de colector nu este  $V_C = -3.2\text{ V}$  cum a ieșit din calcul, ci**

$$V_C \cong V_E = 0\text{ V};$$

de fapt, vom avea o tensiune de saturație de câteva zecimi de volt.

Dacă am fi calculat valoarea lui  $I_{C\ sat}$  de la început, în momentul în care am fi ajuns la  $I_C = 4.6\text{ mA}$  clopoțelul ar fi sunat imediat, anunțându-ne că tranzistorul a ajuns în saturație. Este bine, deci, **să începem rezolvarea unei astfel de probleme prin calcularea curentului de colector la care tranzistorul ar ajunge în saturație**.

Să tragem acum concluziile. Am modificat factorul  $\beta$  de la 200 la 100 și, apoi, la 400. La prima operație, potențialul colectorului s-a deplasat în sus cu 4 V, dar tranzistorul a rămas în regiunea activă. Prin creșterea la 400 însă, tranzistorul a intrat în saturație și colectorul a ajuns la potențialul mase, tranzistorul încetînd să mai funcționeze ca un robinet controlat. Morala este că **polarizarea tranzistorului cu o rezistență direct de la alimentare este total contraindicată, deoarece punctul static de funcționare depinde puternic de parametrul  $\beta$** .

c) Valoarea curentului de bază, calculat în ipoteza  $V_{BE} = 0.6\text{ V}$ , a fost de  $11.4\text{ }\mu\text{A}$ . Dacă tensiunea bază-emitor crește cu  $0.2\text{ V}$ , noua valoare va fi

$$I_B = \frac{12\text{ V} - 0.8\text{ V}}{1\text{ M}\Omega} = 11.2\text{ }\mu\text{A}$$

cu numai 1.8 % mai mică. În consecință, rezistența din bază stabilește practic valoarea curentului de bază, indiferent de parametrii tranzistorului. O denumire mai corectă a acestei variante de polarizare ar fi "la curent de bază fixat".

**Problema 2.** Circuitul din problema precedentă a fost modificat și acum arată ca în Fig. 4.36.

a) Pentru valoarea factorului  $\beta$  de 200, calculați punctul static de funcționare. Încercați să găsiți o cale de a reduce o parte a rezolvării la cazul precedent.

b) Aflați ce se întâmplă dacă factorul  $\beta$  se modifică, ajungînd la 400.

#### Rezolvare

a) De data aceasta nu mai cunoaștem potențialul emitorului. Va trebui să aplicăm legea tensiunilor, efectuînd o excursie de la nodul de masă prin rezistența din emitor, joncțiunea emitor bază și rezistența din bază. Ecuația care rezultă este

$$0 + I_E \cdot 1\text{ k}\Omega + 0.6\text{ V} + I_B \cdot 1\text{ M}\Omega = 12\text{ V};$$

dacă ținem seama că  $I_E \cong I_C = \beta I_B$ , relația devine

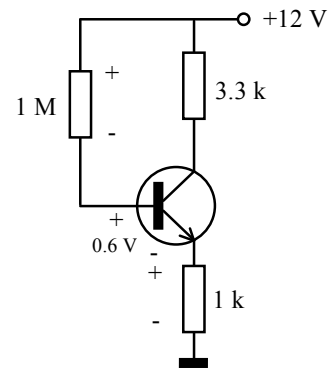


Fig. 4.36.

$$0.6 \text{ V} + I_B(1 \text{ M}\Omega + \beta \cdot 1 \text{ k}\Omega) = 12 \text{ V}$$

care conduce la

$$I_B = \frac{12 \text{ V} - 0.6 \text{ V}}{1 \text{ M}\Omega + \beta \cdot 1 \text{ k}\Omega} = \frac{11.4 \text{ V}}{1.2 \text{ M}\Omega} = 9.5 \mu\text{A}.$$

De aici urmăm calea cunoscută,  $I_C = \beta I_B = 1.9 \text{ mA}$ ,  $U_{R_C} = 6.3 \text{ V}$  și  $V_C = 5.7 \text{ V}$ . Pe de altă parte,  $V_E = I_E \cdot 1 \text{ k}\Omega = 1.9 \text{ V}$  iar  $V_B = V_E + 0.6 \text{ V} = 2.5 \text{ V}$ . Circuitul, cu toate valorile calculate, este prezentat în Fig. 4.37.

Dacă analizăm relația din care am obținut valoarea curentului de bază, constatăm că rezistența din emitor apare multiplicată cu  $\beta$  și adunată cu rezistența din bază. Astfel, **pentru calcularea curentului din bază am putea considera că ea dispăre din emitor și apare, de  $\beta$  mai mare, în serie cu rezistența din bază.** Acest truc funcționează numai pentru calcularea curentului din bază. Pentru etapele ulterioare ale calculului ea trebuie să revină la locul ei în circuitul emitorului.

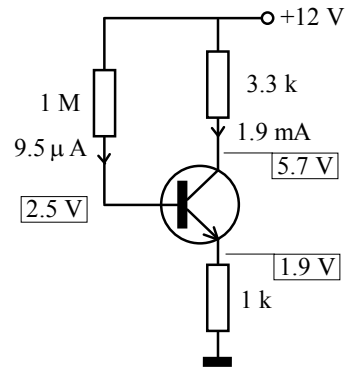


Fig. 4.37.

b) Cu  $\beta = 400$  curentul de bază se obține

$$I_B = \frac{12 \text{ V} - 0.6 \text{ V}}{1 \text{ M}\Omega + \beta \cdot 1 \text{ k}\Omega} = \frac{11.4 \text{ V}}{1.4 \text{ M}\Omega} = 8.14 \mu\text{A}.$$

Creșterea lui  $\beta$  a micșorat un pic curentul de bază dar efectul creșterii rămîne puternic asupra curentului de colector, care rezultă acum  $I_C = \beta I_B = 3.3 \text{ mA}$ . În acest caz, pe rezistorul din colector ar cădea tensiunea  $U_{R_C} = 10.7 \text{ V}$  de unde ar rezulta că potențialul colectorului ar fi la 1.3 V. Pe de altă parte, pe rezistorul din emitor ar cădea 3.3 V și emitorul ar urca la  $V_E = 3.3 \text{ V}$ . Am ajuns la o soluție în care potențialul colectorului (1.3 V) este mai coborît decît al emitorului. Acest lucru este imposibil, deci **tranzistorul a ajuns în saturație.**

**Problema 3.** În circuitul din Fig. 4.38 s-a utilizat un alt mod de polarizare al bazei. Considerînd în continuare că  $\beta = 200$ ,

- decideți dacă divizorul rezistiv din bază poate fi considerat neîncărcat și calculați punctul de static funcționare.
- Reluați punctul precedent, pentru  $\beta = 400$ . Formulați o concluzie.

**Rezolvare**

a) Rezistența echivalentă a divizorului rezistiv este puțin mai mică decît valoarea rezistenței de 10 kΩ. Dacă doriți o valoare mai precisă, calculați combinația lor paralel și obțineți 8.3 kΩ. Din rezolvarea problemei precedente am învățat că, pentru calcularea curentului de bază, putem să deplasăm rezistența din emitor în circuitul bazei, dacă o multiplicăm cu  $\beta$ . Avem, astfel, o valoare pentru rezistența care constituie sarcina divizorului, ea este  $\beta \cdot 1 \text{ k}\Omega = 200 \text{ k}\Omega$ , de  $200/8.3 \cong 24$  de ori mai mare decît rezistența echivalentă a divizorului. În concluzie, cu o aproximație de 4 %

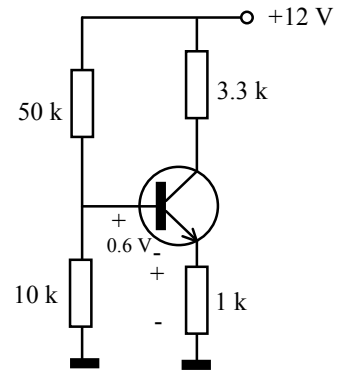


Fig. 4.38.

putem considera că divizorul este operat în gol. Prezența căderii de tensiune pe joncțiunea bază-emitor contribuie suplimentar la **micșorarea curentului extras din divizor**, astfel că eroarea este chiar mai mică de 4 %.

În continuare, readucem rezistența din emitor la locul ei. Apoi calculăm tensiunea de ieșire în gol a divizorului, prin regula de trei simplă. Ea este identică cu potențialul bazei tranzistorului

$$V_B = \frac{10 \text{ k}\Omega}{60 \text{ k}\Omega} \cdot 12 \text{ V} = 2 \text{ V};$$

de aici calculăm potențialul emitorului  $V_E = V_B - 0.6 \text{ V} = 1.4 \text{ V}$  și, cu legea lui Ohm, curentul de emitor, care este practic egal cu cel de colector,  $I_C = 1.4 \text{ mA}$ . Urmează la rând tensiunea pe rezistența din colector  $V_{R_C} = 4.6 \text{ V}$  și, în final, potențialul colectorului  $V_C = 12 \text{ V} - 4.6 \text{ V} = 7.4 \text{ V}$ . Colectorul este mai sus cu 6 V decât emitorul, tranzistorul este departe de regimul de saturație.

b) Acum divizorul rezistiv "vede" în locul rezistenței de sarcină de 200 k $\Omega$  una de valoare dublă, egală cu 400 k $\Omega$ . Dacă în cazul anterior cuplarea rezistenței de sarcină cobora cu 4 % tensiunea de ieșire (fața de cea de mers în gol), acum coborîrea este numai de 2 %. În concluzie, modificarea lui  $\beta$  de la 200 la 400 produce numai o creștere a potențialului bazei de 2 % din tensiunea în gol a divizorului, adică de numai 0.04 V. Aceeași creștere se va regăsi și în emitor, provocînd o creștere a curentului de colector de numai 0.04 mA, adică sub 3 %. În consecință, potențialul de colector va coborî cu 0.13 V de la valoarea anterioară de 7.4 V.

Să ne aducem aminte că, în cazul circuiturilor de la problemele 1 și 2, aceeași creștere a factorului  $\beta$  aducea tranzistorul în saturație, pe cînd acum **modificarea potențialului de colector este practic neglijabilă**. Circuitul de polarizare din Fig. 4.38, care **fixează potențialul bazei** și nu curentul de bază, este circuitul care asigură predictibilitatea punctului static de funcționare în condițiile împrăștierii mari a factorului  $\beta$ .

### Probleme propuse

**P 4.2.1.** Încercînd să realizați circuitul din Fig. 4.39, luați un tranzistor din cutie și îl montați. Să presupunem că tranzistorul are  $\beta = 200$ . Calculați curentul de bază, curentul de colector și potențialul colectorului. Este el în regiunea activă sau în saturație ?

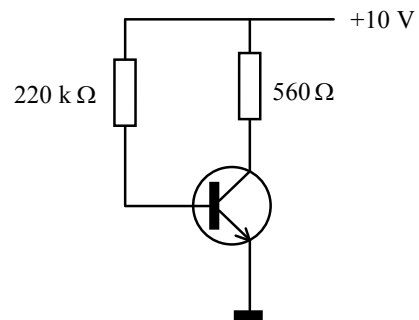


Fig. 4.39 .

**P 4.2.2.** Luînd un alt exemplar din aceeași cutie trimisă de fabricant, tranzistorul are, să zicem,  $\beta = 450$ . Reluați problema precedentă și stabiliți în ce regiune de funcționare se găsește tranzistorul.

**P 4.2.3.** Stabiliți acum în ce interval trebuie să fie factorul  $\beta$  pentru ca potențialul colectorului să nu se apropie la mai puțin de doi volți de potențialul alimentării și, de asemenea, de potențialul masei. În cutia cu tranzistoare, valorile lui  $\beta$  sînt distribuite cu egală probabilitate între limitele 200 și 450. Dacă dorim să realizăm un amplificator după schema precedentă, cît la sută dintre amplificatoarele realizate trebuie aruncate pentru că nu îndeplinesc condiția asupra potențialului de colector enunțată mai sus ?

**P 4.2.4.** Utilizînd circuitul din Fig. 4.40, prin comutatorul K dorim să controlăm aprinderea becului, care are valorile nominale de funcționare 0.2 A și 4.5 V. În ceea ce privește tranzistorul, contăm pe un factor  $\beta$  de cel puțin 50. Cît ar trebui să fie valoarea rezistenței din bază pentru ca becul să funcționeze normal ? Dar dacă ne luăm o rezervă, pentru orice eventualitate (de exemplu, cu filamentul rece becul absoarbe mai mult curent decît cel nominal) ?

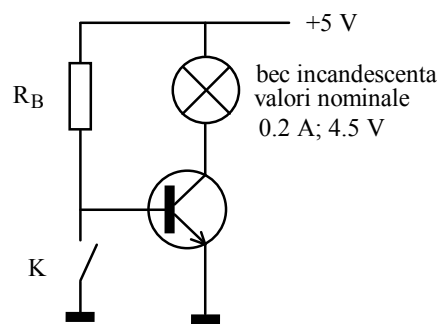


Fig. 4.40.

**P 4.2.5.** În circuitul din Fig. 4.41, tensiunea sursei ideale  $E_B$  a fost ajustată fin astfel încît  $V_C = V_{alim}/2$ . O încălzire cu  $8^\circ C$  a tranzistorului este echivalentă cu o creștere de aproximativ 18 mV a tensiunii bază emitor (prin

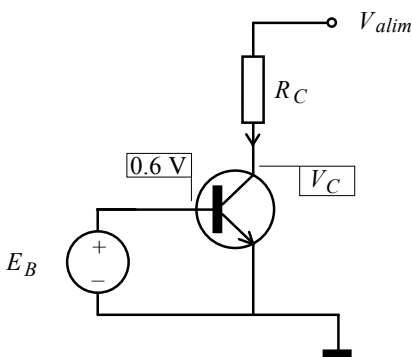


Fig. 4.41 .

modificarea parametrului  $I_S$  din ecuația (4.19)). Utilizați ecuația citată și calculați de cîte ori crește curentul de colector. Mai rămîne tranzistorul în regiunea activă ? Este o idee bună să polarizăm tranzistorul în acest mod ?

**P 4.2.6.** Circuitul de la problema precedentă mai are un dezavantaj. Imaginați-vă că  $E_B$  suferă o variație necontrolată, de scurtă durată, de la aproximativ 0.6 V la 1 V. Calculați de cîte ori ar crește curentul de colector dacă rezistența  $R_C$  ar fi nulă (sau în locul ei s-ar afla o diodă). Care ar fi consecințele ?

**P 4.2.7.** În Fig. 4.42 aveți schema unui amplificator cu emitor comun, cu două etaje. Ne vom ocupa numai de polarizare (regimul de curent continuu) așa că nu trebuie să luați în seamă condensatoarele, **ele nu afectează regimul de curent continuu**. Nu le ștergeți de pe schemă, obișnuiți-vă să lucrați cu ele acolo și să le ignorați cînd

vorbiți despre polarizare. Mai întîi stabiliți sensurile curenților și estimați cît de mari ar putea fi (în cea mai defavorabilă situație) curenții de colector.

**P 4.2.8.** Știind că ambele tranzistoare au factorul de amplificare  $\beta$  mai mare de 100, decideți dacă divizorul din baza lui  $T_1$  poate fi considerat neîncărcat. Calculați apoi, pentru primul tranzistor, potențialul

bazei, potențialul emitorului și curentul de colector. Scrieți aceste valori pe schemă, obișnuiți-vă să lucrați în principal pe schemă și să scrieți cât mai puține ecuații sub formă literală.

**P 4.2.9.** Pentru determinarea potențialului de colector al lui  $T_1$  ar trebui să cunoaștem curentul de bază al lui  $T_2$ , pe care nu îl știm. Puteți afirma, însă, că el nu este mai mare decât o anumită valoare, pentru că aveți deja o estimare maximală a curentului de colector. Sunteți, astfel, în măsură să aflați și potențialul de colector al primului tranzistor.

**P 4.2.10.** În sfârșit, determinați, pentru al doilea tranzistor, potențialul de emitor, curentul de colector și potențialul colectorului.

**P 4.2.11.** Am văzut că putem considera curentul de colector ca fiind controlat de tensiunea bază-emitor, parametrul care depinde de tranzistorul particular pe care îl folosim fiind factorul multiplicativ  $I_S$ . Acest fapt are o aplicație importantă în circuite ca cel din Fig. 4.43., numit **oglină de curent**.

- Determinați curentul de colector al tranzistorului  $T_1$  (curenții de bază se pot neglija).
- Considerînd că cele două tranzistoare sunt "**împerecheate**", avînd aceeași valoare pentru parametrul  $I_S$ , calculați curentul de colector al tranzistorului  $T_2$ .
- Rezistența sarcinii se modifică; cu ce este echivalent tranzistorul  $T_2$  ?
- Care este complianța de tensiune a sursei de curent ?
- Este aceasta o sursă cu rezistență dinamică mare ? Revedeți caracteristica de ieșire cu  $V_{BE} = \text{const.}$

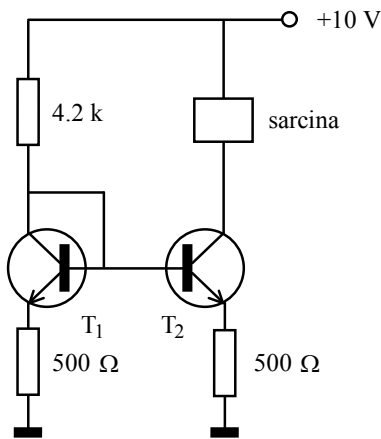


Fig. 4.44.

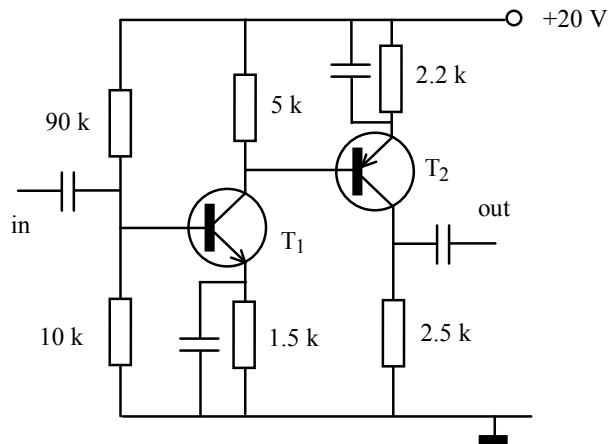


Fig. 4.42.

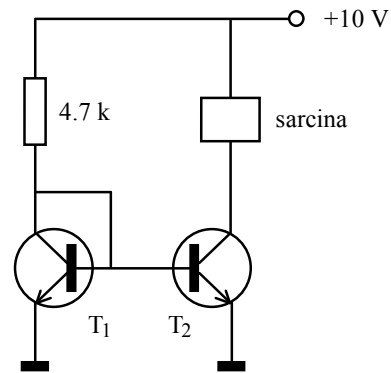


Fig. 4.43.

**P 4.2.12.** Circuitul din Fig. 4.44 este o oglindă de curent perfecționată.

- Calculați curentul de colector al tranzistorului  $T_1$ .
- Determinați curentul de colector al tranzistorului  $T_2$ , considerînd tranzistoarele identice.
- Estimați cu cât se modifică valoarea curentului de colector al tranzistorului  $T_2$  dacă parametrul său  $I_S$  devine de 10 ori mai mare. Formulați o concluzie în privința predictibilității curentului dacă tranzistoarele nu sunt împerecheate.
- Calculați cât este acum complianța de tensiune a sursei de curent.
- Ce se întîmplă cu valoarea rezistenței dinamice a sursei de curent ? Indicație: potențialul bazei lui  $T_2$  este menținut constant dar tensiunea bază - emitor nu mai este constantă; ați întîlnit o situație similară atunci cînd am discutat conexiunea cu bază comună.



## Lucrare experimentală

### Pregătirea experimentelor

Desenați-vă pe caiet circuitul din Fig. 4.45. pe care îl veți utiliza pentru trasarea caracteristicilor statice. Determinați sensurile curenților și polaritățile necesare pentru aparatele de măsură. Realizați apoi circuitul.

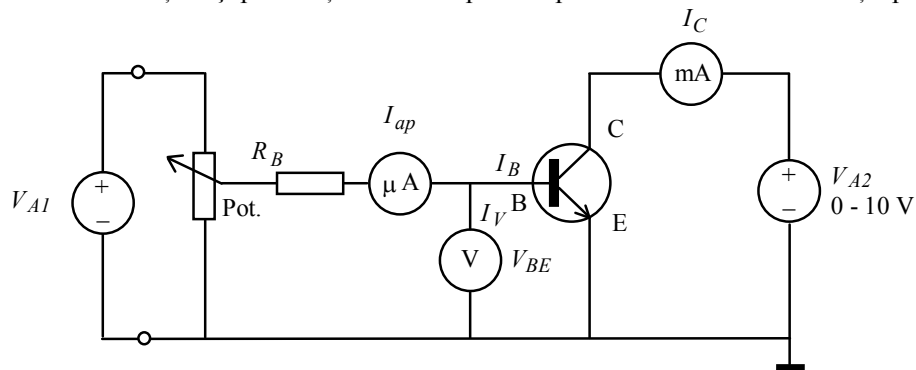


Fig. 4.45 Circuit pentru trasarea caracteristicilor statice.

Sursa  $V_{A2}$ , legată direct între colector și emitor, va menține constantă tensiunea  $V_{CE}$  iar miliampermetrul va măsura valoarea curentului de colector. Sursa  $V_{A1}$  și rezistența  $R_B$  vor asigura deschiderea joncțiunii bază-emitor. Curentul de bază poate fi reglat din valoarea acestei surse și, mai fin, cu potențiometrul Pot. montat pe planșetă. Voltmetrul măsoară tensiunea  $V_{BE}$  între bază și emitor. Cunoscând tensiunea de deschidere (tranzistorul este cu siliciu), stabiliți scala pe care va trebui utilizat voltmetrul și notați aceasta pe schema desenată.

Pentru determinarea curentului de bază a fost intercalat un microampermetru. El nu măsoară însă curentul de bază ci suma dintre acesta și curentul prin voltmetru

$$I_{ap} = I_B + \frac{V_{BE}}{R_V}; \quad (3)$$

al doilea termen fiind semnificativ, **va trebui să faceți corecția necesară**. Determinați rezistența voltmetrului, decuplând baza tranzistorului (legând microampermetrul numai la voltmetru) și ajustând sursa  $V_{A1}$  astfel încât tensiunea pe voltmetru să fie pe scala de 1V, acolo unde voltmetru va fi utilizat. Comparați valoarea aflată cu cea înscrisă pe aparat.

### Experimentul 1. Caracteristica de intrare

**Caracteristica de intrare** este dependența **curentului de bază în funcție de tensiunea bază-emitor**. Ea trebuie trasată menținând constante anumite condiții de la portul de ieșire. Cum valoarea curentului de colector este controlată de la intrare, se menține constantă tensiunea colector-emitor, care este **parametrul** la care se trasează caracteristica. Modificând valoarea parametrului, obținem **familia** de caracteristici de intrare.

Vom modifica valoarea curentului de bază între 0 și 100  $\mu\text{A}$ . Presupunând că tranzistorul are un factor de amplificare de 100, estimați valorile curentului de colector și alegeți o scală adecvată pentru miliampermetrul din colector. Stabiliți la 5 V tensiunea  $V_{CE}$  și variați curentul de bază cu ajutorul potențiometrului, observând deschiderea joncțiunii bază-emitor și faptul că ea controlează curentul de colector. Înainte să trasați caracteristica, determinați aproximativ **tensiunea de deschidere** și factorul  $\beta$ . Pentru a trasa

caracteristica de intrare în scară liniară, determinați 10-12 puncte experimentale, pe cât posibil cu valori  $I_C$  echidistante. Măsurători, în același timp, și valorile curentului de colector, trecând datele într-un tabel de forma

$V_{BE}$ (V)	$I_{ap}$ ( $\mu$ A)	$I_V = V_{BE}/R_V$ ( $\mu$ A)	$I_B = I_{ap} - I_V$ ( $\mu$ A)	$I_C$ (mA)	$\beta = I_C/I_B$
0	0	0	0	0	

Completați apoi tabelul, făcând măsurători la valori mult mai mici ale curenților. Utilizați, pentru valorile curentului de colector, secvența 5 mA, 1 mA, 0.5 mA, 0.2 mA, 0.1 mA, 0.05 mA, 0.02 mA, 0.01 mA, 0.005 mA, 0.002 mA, 0.001 mA deoarece aceste valori **vor apărea practic echidistante pe scara logaritmică**.

Modificați acum tensiunea colector-emitor la valoarea 10 V și trasați din nou caracteristica de intrare (numai măsurătorile pentru scară liniară).

Reprezentați, apoi, grafic, în coordonate liniare, începând de la  $V_{BE} = 0$ , caracteristica  $I_B = f(V_{BE})$  măsurată la  $V_{CE} = 5$  V. Se comportă portul de intrare ca un rezistor? Pentru mici variații în jurul unui punct de funcționare, putem introduce **rezistența dinamică**  $r_{be} = \Delta V_{BE}/\Delta I_B$ . Calculați valorile ei la curent de colector de 1 mA și 10 mA.

Desenați pe același grafic și caracteristica ridicată la  $V_{CE} = 10$  V. Cum depinde comportarea portului de intrare de tensiunea de la portul de ieșire? Caracterizați cantitativ această dependență, alegându-vă o anumită valoare a curentului de bază (de exemplu  $I_B = 50 \mu$ A) și măsurând cu cât s-a modificat tensiunea bază-emitor la modificarea tensiunii colector emitor; estimați factorul  $\Delta V_{BE}/\Delta V_{CE}$ .

## Experimentul 2. Caracteristicile de transfer

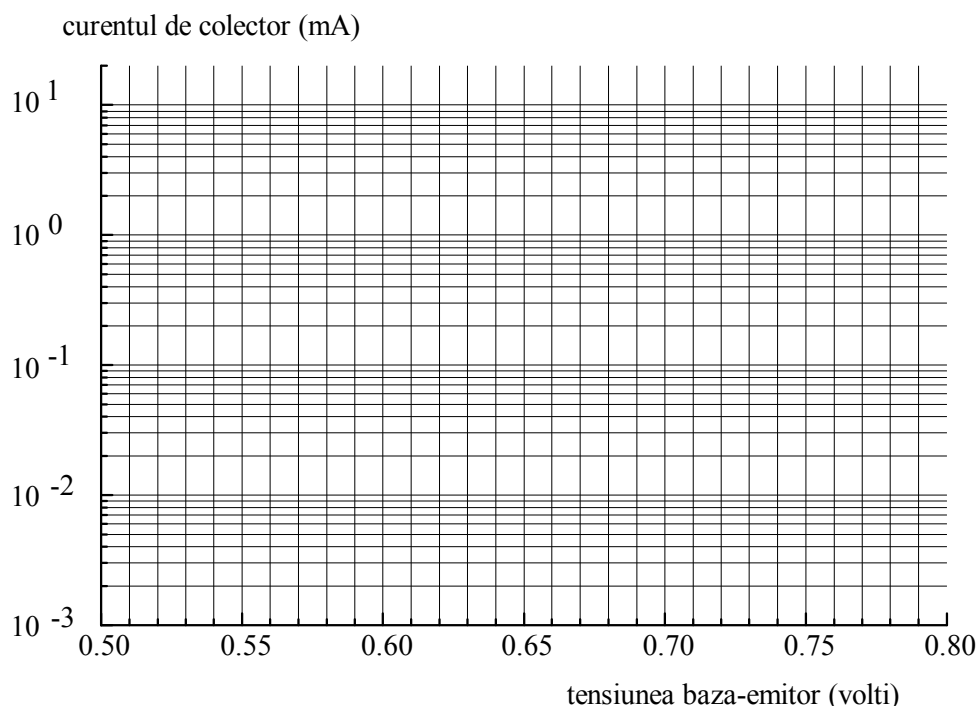
Începeți cu caracteristica  $I_C = f(I_B)$ . Aveți deja valori măsurate pentru trasarea acestei caracteristici. desenați-o și verificați că ea este apropiată de o linie dreaptă. Este util în practică să cunoaștem cum se abate un tranzistor de la caracteristica ideală. Pentru aceasta, va trebui să calculați valorile factorului  $\beta$  și să le reprezentați în funcție de curentul de colector  $\beta = f(I_C)$ , deoarece acest curent este cunoscut în aplicații. Utilizați o scară logaritmică pentru curentul de colector. Formulați o concluzie asupra dependenței factorului de amplificare în curent  $\beta$ .

Și pentru dependența  $I_C = f(V_{BE})$  aveți deja datele. Mai întâi reprezentați-o în coordonate liniare, cu tensiunea începând de la zero. Răspundeți la întrebarea: este tranzistorul bipolar un element de circuit liniar? Determinați **transconductanța** sa

$$g_m = \Delta I_C / \Delta V_{BE}.$$

la  $I_C = 1$  mA și  $I_C = 10$  mA și verificați că ea respectă relația  $g_m = I_C/V_T$ .

Ne așteptăm ca dependența să fie descrisă de relația  $I_C = I_S e^{V_{BE}/V_T}$ . Pentru a verifica aceasta, desenați din nou caracteristica, cu o scară logaritmică pentru curent. (atenție, pe axa logaritmică "etichetele" trebuie să arate valoarea curentului și nu a logaritmului!); alegeți o scară liniară convenabilă pentru tensiune, chiar dacă nu începe de la zero. Ce formă are graficul și ce concluzie puteți trage asupra dependenței  $I_C = f(V_{BE})$ ? Determinați pe ce interval de variație a tensiunii bază-emitor curentul variază cu o decadă (multiplicare cu 10). Din această valoare, determinați valoarea lui  $V_T$  și apoi, utilizând un punct de pe grafic, calculați valoarea parametrului  $I_S$ .



Desenați pe același grafic și dependența curentului de bază (caracteristica de intrare). Are curentul de bază aceeași comportare ca cel de colector ?

### Experimentul 3. Caracteristica de ieșire

Deconectați voltmetrul din baza tranzistorului și legați-l între colector și emitor. Fixați  $I_B$  la o anumită valoare (să zicem  $10 \mu\text{A}$ ) și micșorați gradual tensiunea  $V_{CE}$  de la  $10 \text{ V}$  pînă la  $0 \text{ V}$ , urmărind evoluția curentului de colector. Dacă valoarea curentului de bază are tendința să se modifice față de cea stabilită la început, reajustați-i valoarea cu ajutorul potențiometrului de pe planșetă.

Refaceți experimentul pentru alte câteva valori ale curentului de bază ( $20 \mu\text{A}$ ,  $30 \mu\text{A}$ ,  $40 \mu\text{A}$ ) și desenați aceste dependențe  $I_C = f(V_{CE})|_{I_B = \text{const.}}$  pe același grafic, obținînd o parte din familia de caracteristici de ieșire. Estimați din grafic, pentru fiecare din caracteristicile de ieșire, valoarea rezistenței dinamice în regiunea activă. Cum depinde ea de valoarea curentului de colector ? (desenați un grafic) Determinați, în final, valoarea **tensiunii Early**, fie din valoarea rezistenței dinamice, fie prin extrapolarea caracteristicilor.

### Experimentul 4. Saturația tranzistorului în circuitele practice

Cînd am trasat caracteristica de ieșire am legat o sursă ideală de tensiune între colector și emitor, sursă care menținea tensiunea între aceste puncte la valoarea dorită de noi. Astfel, intrarea în saturație s-a făcut prin coborîrea tensiunii acestei surse, care continuată, **coboră la zero curentul de colector**. În circuitele practice în care tranzistorul este utilizat (și nu studiat), lucrurile stau cu totul altfel. Diferența esențială este că între sursa  $V_{A2}$  și colector se intercalează o rezistență  $R_C$ .

Stabiliți la  $10 \text{ V}$  tensiunea de alimentare  $V_{A2}$  și modificați circuitul, cuplînd o rezistență de colector de  $10 \text{ k}\Omega$ . Calculați cît trebuie să fie valoarea curentului de colector la saturație. Măriți, apoi, valoarea curentului de bază și observați ce se întîmplă cu valoarea curentului de colector și cu tensiunea colector emitor.

După ce  $V_{CE}$  coboară sub 1 V, măsurați dependența acesteia în funcție de curentul de bază  $V_{CE\ sat} = f(I_B)$ ; creșteți curentul de bază pînă la 100  $\mu\text{A}$ .

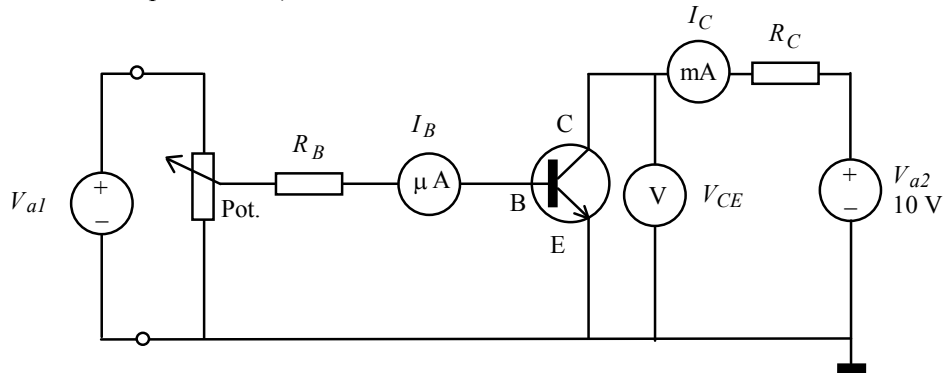
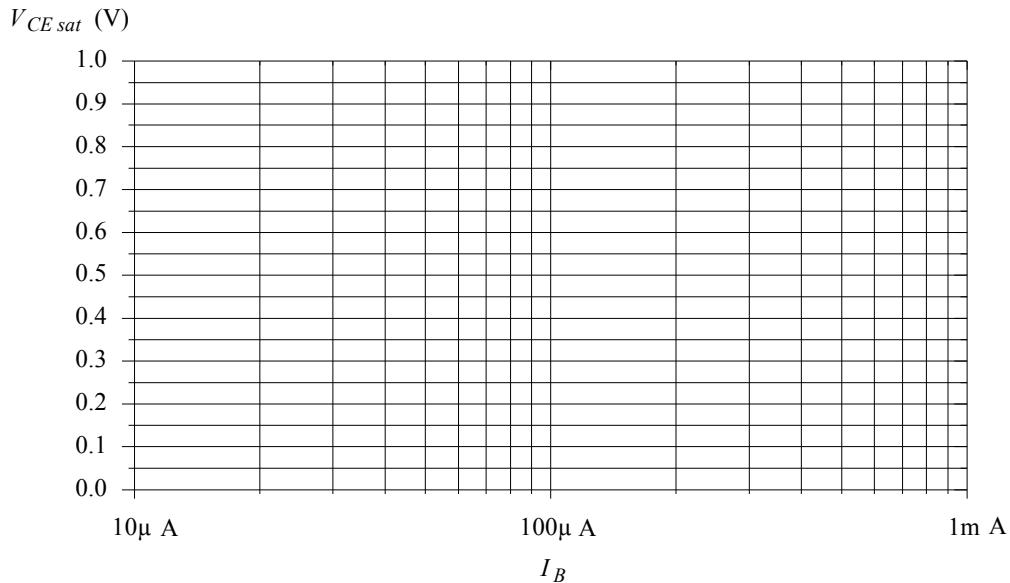


Fig. 4.46.

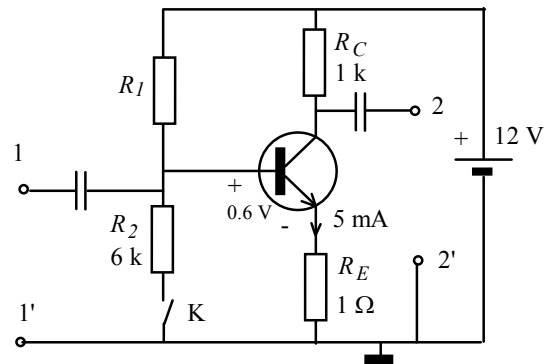
Schimbați apoi rezistența de colector cu una de 1 k $\Omega$ . Calculați curentul de colector la care se va satura acum tranzistorul și refaceți măsurătorile  $V_{CE\ sat} = f(I_B)$ . De data aceasta măriți curentul de bază pînă la 1 mA. Desenați apoi, pe același grafic, ambele dependențe. Pentru curentul de bază alegeți o scară logaritmică iar pentru tensiunea colector emitor utilizați o scara liniară, între zero și 1 V. Pe fiecare din curbe notați valoarea curentului de colector la care a fost trasată.



## Pagini distractive

Am văzut, la sfârșitul secțiunii 4.1, că, la instigarea unor autori "alternativi" <sup>3</sup>, Ministerul Educației Naționale îi ordonă bietului tranzistor bipolar (Ordinul nr. 4055 din 26.06.200 prin care avizează manualul) **să aibă o joncțiune între colector și emitor, să se satureze la valoarea maximă admisă în catalog pentru  $I_C$  și, cel mai dureros, să intre în conducție la un scurtcircuit între bază și emitor.** Supliciu la care e supus acest dispozitiv onest nu se oprește, însă, aici. Cum specialiști de calibrul autorilor se pare că se găsesc din belșug pe la noi, suntem delectați cu o bijuterie de problemă, propusă la Olimpiada națională de fizică, 1998. Pentru că al treilea punct al problemei nu cere decât reproducerea unor cuvinte de prin manuale, ne vom referi numai la primele două.

"Într-un etaj de amplificare cu un tranzistor în montaj cu emitorul comun (vezi figura alăturată) este folosit un tranzistor n-p-n. Pentru polarizarea bazei tranzistorului se folosește un divizor compus din rezistoarele  $R_1$  și  $R_2$ . În lipsa semnalului electric de la bornele de intrare 1 - 1', pentru punctul static de funcționare, situat pe porțiunea liniară a caracteristicii de curent  $I_C = f(U_{CE})$ , se consideră cunoscuți parametrii electrici:  $I_E = 5 \text{ mA}$ ,  $I_B = 10 \mu\text{A}$ ,  $U_{BE} = 0.6 \text{ V}$ ,  $R_2 = 6 \text{ k}\Omega$ ,  $R_C = 1 \text{ k}\Omega$ ,  $E = 12 \text{ V}$ ,  $r = 0$ ,  $R_E = 1 \Omega$ ".



Pentru a ușura discuția, ne-am permis să trecem pe schema originală valorile unora dintre "parametrii electrici" (rezistențele și curentul de emitor). Să citim acum cerințele problemei și să le rezolvăm cu ceea ce știm noi despre tranzistoare.

"a) Ce valoare are tensiunea  $U_{CE}$  (între colectorul și emitorul tranzistorului) dacă întrerupătorul K este închis și ce valoare va avea curentul din bază când K este deschis, dacă  $U_{BE}$  și  $I_E$  se mențin practic la aceleași valori."

Sunt, de fapt, două chestiuni. Tensiunea  $U_{CE}$  rezultă imediat după ce calculăm căderile de tensiune pe rezistorul din emitor ( $5 \text{ mA} \cdot 1 \Omega = 5 \text{ mV}$ ) și pe cel din colector  $U_{RC} = (5 \text{ mA} - 10 \mu\text{A}) \cdot 1 \text{ k}\Omega = 4.99 \text{ V} \cong 5 \text{ V}$ . Cum tensiunea de alimentare este de  $12 \text{ V}$ , între colector și emitor mai rămâne să cadă  $12 \text{ V} - 5 \text{ V} - 5 \text{ mV} = 6.995 \text{ V} \cong 7 \text{ V}$ .

A doua chestiune se referă la situația în care contactul K se întrerupe (K deschis): ni se cere valoarea curentului din bază, dându-ni-se informația suplimentară că " $U_{BE}$  și  $I_E$  se mențin practic la aceleași valori". Știm că tensiunea pe joncțiunea bază-emitor nu se va modifica semnificativ dar autorul problemei îi cere tranzistorului **să-și mențină practic neschimbat curentul de emitor când contactul K se întrerupe !** Că doar de aia este el autor național de probleme.

Ce ar face totuși un tranzistor umil, dacă ar fi lăsat în pace de autorul respectiv ? Observăm, mai întâi că nu știm valoarea rezistenței  $R_1$ ; o putem calcula, deoarece cunoaștem curentul de bază și potențialul bazei. Prin  $R_2$  curge la masă un curent de  $0.605 \text{ V} / 6 \text{ k}\Omega = 0.101 \text{ mA}$ , iar rezistența  $R_1$  trebuie să furnizeze suplimentar și curentul bazei, deci în total  $0.101 \text{ mA} + 0.01 \text{ mA} = 0.111 \text{ mA}$ . Cum pe ea cade  $12 \text{ V} - 0.605 \text{ V} = 11.4 \text{ V}$ , ea are valoarea  $11.4 \text{ V} / 0.111 \text{ mA} = 103 \text{ k}\Omega$ . Tot din datele problemei putem afla factorul  $\beta$  al tranzistorului, este  $5 \text{ mA} / 10 \mu\text{A} + 1 = 501 \cong 500$ . Acum avem tot ce ne trebuie. Tensiunea de alimentare cade pe  $R_1$ , pe joncțiunea bază-emitor și pe rezistorul din emitor. Astfel, curentul de bază se obține prin  $(12 \text{ V} - 0.6 \text{ V}) / (103 \text{ k}\Omega + 500 \cdot 1 \Omega) = 0.11 \text{ mA}$ . Cu un asemenea curent de bază, dacă tranzistorul ar mai rămâne în regiunea activă, curentul de colector ar trebui să fie de  $55 \text{ mA}$ . Dar rezistența din

<sup>3</sup>\*\*\*, "Fizică", Manual pentru clasa a X-a, Ed. Teora Educațional, București, 2000.

colector, de 1 kΩ, nu permite curentului de colector să ajungă decât pe la 12 mA, unde **tranzistorul intră în saturație**. Cum rezistența din emitor este extrem de mică (numai Dumnezeu poate ști de ce a ales-o așa autorul, vom reveni în alt capitol asupra acestui lucru), în regim de saturație emitorul stă pe la 12 mV, potențialul bazei este pe la 0.612 mV și curentul de bază este doar cu o miime mai mic decât cel calculat anterior.

În concluzie, când contactul K este întrerupt, **tranzistorul este saturat** la  $I_C \cong 12$  mA iar curentul de bază este de 0.11 mA. **Curentul de emitor este, deci, de 12.1 mA**. Autorul problemei își încordează, însă, mușchii și obligă tranzistorul să mențină curentul de emitor "practic" la aceeași valoare, adică la 5 mA.

Să ne ocupăm acum și de chestiunea de la punctul următor.

"b) Se aplică un semnal electric de tensiune  $u_i = U \sin(\omega t)$ ,  $U \ll E$ , la bornele de intrare 1 -1' ale etajului de amplificare (peste valoarea de regim static, se suprapune componenta de tensiune variabilă în timp). Se cere să se exprime dependența tensiunii de la bornele de ieșire 2 -2' în funcție de **valorile instantanee** ale curentului de colector  $i_C$ , când K este închis. Condensatoarele lasă semnalul variabil să treacă."

Ne minunăm un pic de faptul că, pentru a pune condiția de semnal mic, autorul problemei compară amplitudinea semnalului cu **tensiunea de alimentare**. Noi știam că numai 18 mV variație a tensiunii bază-emitor dublează curentul de colector și duce tranzistorul aproape de saturație. 18 mV nu înseamnă semnal mic pentru acest amplificator, deși este de peste 600 de ori mai puțin decât tensiunea de alimentare. Nu merită să ne minunăm, totuși, prea tare; față de menținerea constantă a lui  $I_E$  de la punctul precedent această este o șotie nevinovată. Ne mai întrebăm numai de ce e nevoie să știm forma semnalului de intrare dacă dependența cerută trebuie exprimată în funcție "de valorile instantanee ale curentului de colector". Să răspundem, totuși la întrebarea problemei. Considerând variațiile de la regimul de repaus, întotdeauna  $\Delta V_C = -R_C \Delta I_C$ ; dacă variațiile sunt de frecvență suficient de mare, la ieșirea 2 -2' **tensiunea instantanee** va fi egală în orice moment cu abaterea instantanee a potențialului colectorului de la regimul de repaus  $u_{2-2'} = -R_C \Delta I_C$ . Aici  $\Delta I_C = i_C$  este **abaterea instantanee a curentului de colector de la valoarea de repaus**. Dacă dorm să apară valoarea instantanee a curentului de colector  $i_C$ , va trebui să o punem sub forma  $u_{2-2'} = -R_C [i_C(t) - I_{CQ}]$  unde  $I_{CQ}$  este curentul de colector în repaus.

Și acum să încetăm comentariile și să admirăm rezolvarea dată de autorii manualului:

$$\text{Rezolvare. a) } I_2 = \frac{U_{BE} + R_E I_E}{R_2} \approx 10^{-4} \text{ A}; I_1 = I_2 + I_B = 110 \mu\text{A}; E = R_1 I_1 + R_2 I_2 \Rightarrow R_1 = 103,6 \text{ k}\Omega;$$

$$I_C + I_B = I_E \Rightarrow I_C \approx 5 \text{ mA}; U_{CE} = E - R_C I_C - R_E I_E \approx 7 \text{ V}. \text{ Tranzistorul este ușor în conducție deoarece } U_{R2} = U_{BE} + U_{RE} \approx U_{BE} = 0,66 \text{ V}. \text{ Dacă } R'_2 \rightarrow \infty \text{ (echivalent cu K deschis), atunci } I'_1 = I'_B \Rightarrow E = R_1 I'_B + U_{BE} + R_E I_E, \text{ de unde } I'_B \approx 11,4 \text{ mA}.$$

b) Considerăm două momente de timp,  $t_1$  și  $t_2$ , foarte apropiate, când la intrarea amplificatorului, între bornele 1 - 1', se aplică un semnal (peste valorile de regim static) pentru care sunt satisfăcute ecuațiile de

$$\text{regim dinamic: } \begin{cases} E = R_C(I_C + i_{C,1}) + u_{CE,1} + R_E(I_E + i_{E,1}) \\ E = R_C(I_C + i_{C,2}) + u_{CE,2} + R_E(I_E + i_{E,2}) \end{cases}$$

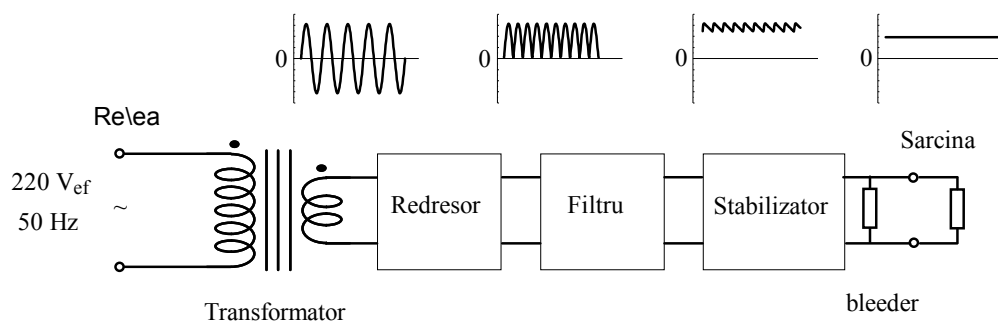
Deoarece curenții de emitor și curenții de colector sunt de același ordin de mărime:

$$\alpha = \frac{i_{C2} - i_{C1}}{i_{E2} - i_{E1}} \approx 0,9; i_C = \frac{\alpha}{1 - \alpha} i_B = \beta i_B \Rightarrow \beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha} \text{ și } R_E \ll R_C; \text{ ultimul termen din cele două ecuații}$$

ale sistemului se poate neglija față de ceilalți termeni sau se reduce dacă scădem cele două ecuații membru cu membru. Obținem:  $R_C \Delta i_C \approx -\Delta u_{CE} \Rightarrow u_{2-2'} = -R_C i_C$ .

Tranzistorul este "ușor în conducție" și nu se saturează la întreruperea lui K pentru că, după știința autorilor manualului, aceasta are loc la valoarea maximă admisă a lui  $I_C$ . Pentru calculul tensiunii de ieșire sunt scrise o mulțime de relații complet inutile. Un lucru extraordinar ne luminează spre sfârșit: autorii au aflat că intensitățile curenților de emitor și de colector sunt "de același ordin de mărime".

## Redresarea și stabilizarea



- A. Structura unui alimentator electronic 144
- B. Redresorul monoalternanță 144
- C. Filtrul capacitiv 145
- D. Redresorul dublă alternanță 148
- E. Stabilizatorul de tensiune cu diodă Zener 150
- Probleme rezolvate 155, probleme propuse 158
- Lucrare experimentală 160

## A. Structura unui alimentator electronic

Producerea și distribuția energiei electrice se face cu o tensiune care evoluează sinusoidal în timp, având media zero; frecvența este de 50 de Hz în Europa și de 60 Hz în America de Nord. Alegerea acestei forme este legată de comoditatea producerii dar, mai ales, de posibilitatea utilizării transformatoarelor pentru modificarea valorilor tensiunii și a curentului. Totuși, aparatura electronică are nevoie de energie electrică furnizată sub forma unei tensiuni continue, care nu-și schimbă polaritatea și care rămîne practic constantă în timp. Aceasta este produsă de un **alimentator**, a cărui structură generală este prezentată în Fig. 5.1.

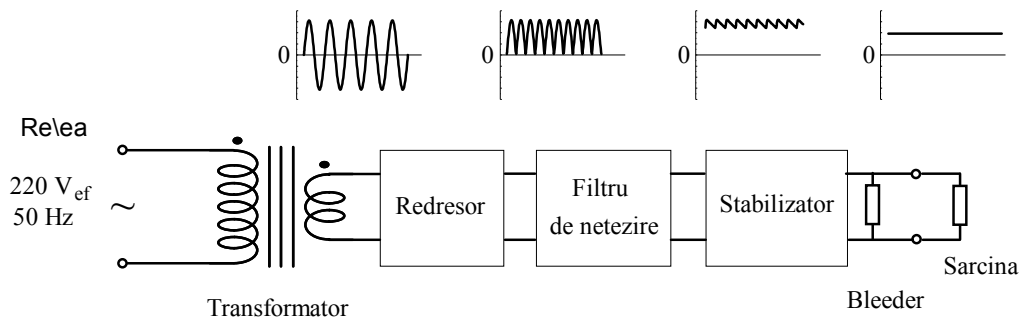


Fig. 5.1. Schema bloc a unui alimentator.

Transformatorul modifică amplitudinea tensiunii sinusoidale (de la valoarea de 311 V corespunzând tensiunii efective de 220 V în Europa) la valoarea convenabilă aparatului care trebuie alimentat. Urmează apoi redresorul, care determină ca tensiunea (și curentul) de la ieșirea sa să fie monopolară (să nu-și schimbe sensul în timp). Forma de undă redresată are o medie nenulă dar prezintă o **ondulație** inacceptabil de mare (**riplu**, în jargonul electroniștilor, de la englezescul ripple). Urmează apoi un **filtru de netezire** care micșorează această ondulație. Dacă precizia cu care tensiunea de alimentare trebuie să rămînă constantă în timp este mare, după filtru se intercalează un stabilizator de tensiune care micșorează substanțial efectele asupra tensiunii de ieșire produse atât de variațiile tensiunii nestabilizate de la intrarea sa cît și de modificările curentului absorbit de sarcină.

În situația cînd întreruperea alimentării s-ar face cu alimentatorul în gol (absența sarcinii) condensatoarele de filtrare ar rămîne încărcate pentru mult timp și ar reprezenta un inconvenient, mai ales dacă alimentatorul este reglabil și este repornit la o tensiune mai mică. Din acest motiv, este bine să montăm permanent la bornele sale o rezistență de valoare mare, cunoscută în jargon ca "**bleeder**", care la deconectare să coboare la zero tensiunea de ieșire într-un timp rezonabil, de ordinul secundelor.

## B. Redresorul monoalternanță

Prin redresare (**rectification** în limba engleză), o tensiune alternativă, care trece atât prin valori pozitive cît și prin valori negative, este convertită într-una care are valori de o singură polaritate.

În consecință, dacă tensiunea redresată este aplicată unui consumator (sarcină), **curentul va circula într-un singur sens**.

Principiul redresării constă în comutarea căii de curgere a curentului astfel încît, deși la intrare el circulă în ambele sensuri, trecerea sa prin sarcină să se facă într-un singur sens. Din acest motiv, **comutarea trebuie să se facă sincron cu schimbarea sensului curentului alternativ de la intrare**. Acest lucru se



realizează la generatoarele magnetoelectrice de curent continuu printr-un comutator mecanic care se învîrte odată cu axul generatorului.

Existența diodelor semiconductoare a făcut posibilă construirea unor redresoare statice (fără piese mecanice în mișcare) care să poată fi conectate oriunde în circuitul de curent alternativ. Conducînd numai într-un singur sens, dioda sesizează automat momentul schimbării sensului tensiunii alternative și, în același timp, comută calea de curent, blocîndu-se sau intrînd în conducție. Cel mai simplu redresor este cel **monoalternanță**, prezentat în Fig. 5.2.

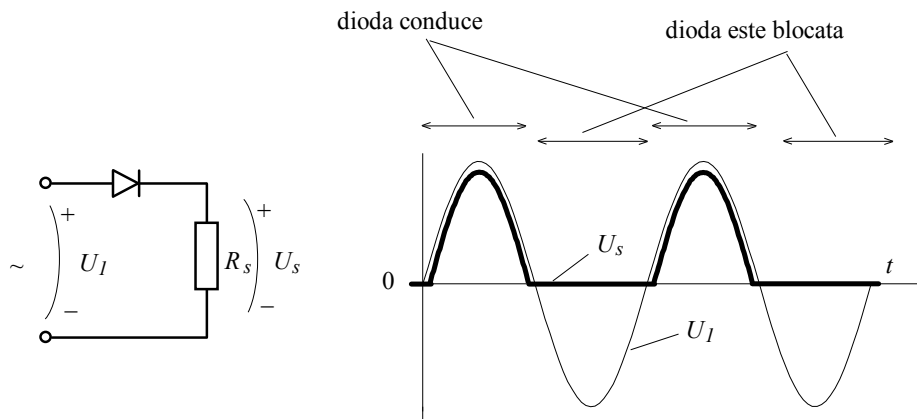


Fig. 5.2. Redresorul monoalternanță.

Tensiunea alternativă  $U_1$  este desenată cu linie subțire iar tensiunea redresată cu linie groasă. Atîta timp cît tensiunea la bornele secundarului este negativă, dioda este invers polarizată și este blocată; curentul prin ea este nul și, conform legii lui Ohm, nulă este și tensiunea pe rezistența de sarcină. Pentru semialternanța pozitivă, dioda este polarizată direct și intră în conducție. Dacă neglijăm, în primă aproximație, căderea de tensiune pe diodă (cu valoarea sub 1 V), întreaga tensiune de la bornele secundarului (cu valori uzuale de zeci de volți) se regăsește la bornele rezistenței de sarcină, ca și cum aceasta ar fi legată direct la bornele secundarului.

În concluzie, rezistența de sarcină este conectată la tensiunea alternativă numai pe parcursul semialternanțelor pozitive; în timpul semialternanțelor negative ea este lăsată, pur și simplu, în gol.

### C. Filtrul capacitiv

Deși are o singură polaritate, tensiunea produsă de redresor nu poate fi utilizată direct la alimentarea unui aparat electronic deoarece ea suferă variații importante în timp; mai mult, curentul prin sarcină este zero jumătate din timp. Trebuie să găsim o soluție ca furnizarea curentului prin rezistența de sarcină să se facă mult mai uniform; aceasta revine la înmagazinarea sarcinilor electrice pe intervalul de timp cît dioda conduce și utilizarea acestei rezerve pe durata cît dioda este blocată. Dispozitivul care poate înmagazina sarcină electrică este **condensatorul** și cu el se construiește filtrul de netezire, ca în Fig. 5.3.

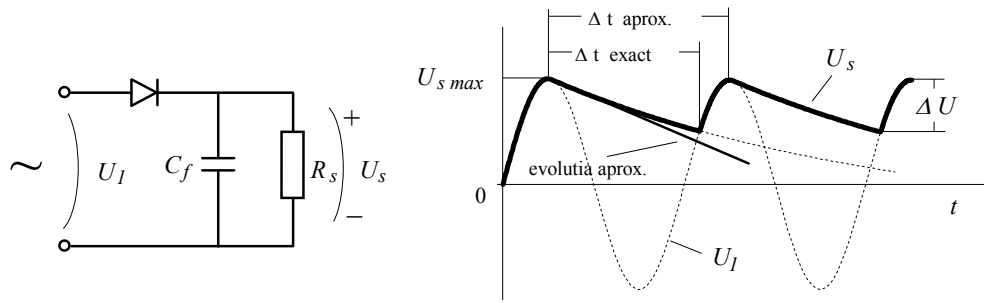


Fig. 5.3. Redresor monoalternanță cu filtru capacitiv.

Să considerăm că, la trecerea prin zero a sinusoidelor, condensatorul este inițial descărcat. Pe semialternanța pozitivă dioda intră în conducție și furnizează, pe lângă curentul prin sarcină (determinat de legea lui Ohm), un curent de încărcare a condensatorului, așa cum se vede în Fig. 5.4 a). Rezistența internă a secundarului este suficient de mică astfel încât încărcarea este practic instantanee și tensiunea pe condensator urmărește tensiunea de la bornele secundarului, atingând o valoare maximă egală cu amplitudinea tensiunii sinusoidale a secundarului minus valoarea tensiunii  $U_{FD}$  care cade pe dioda în conducție (mai mare, în general, decât 0.6 V, datorită curenților mari)

$$U_{smax} = U_{1ef} \cdot \sqrt{2} - U_{FD} \quad (5.1)$$

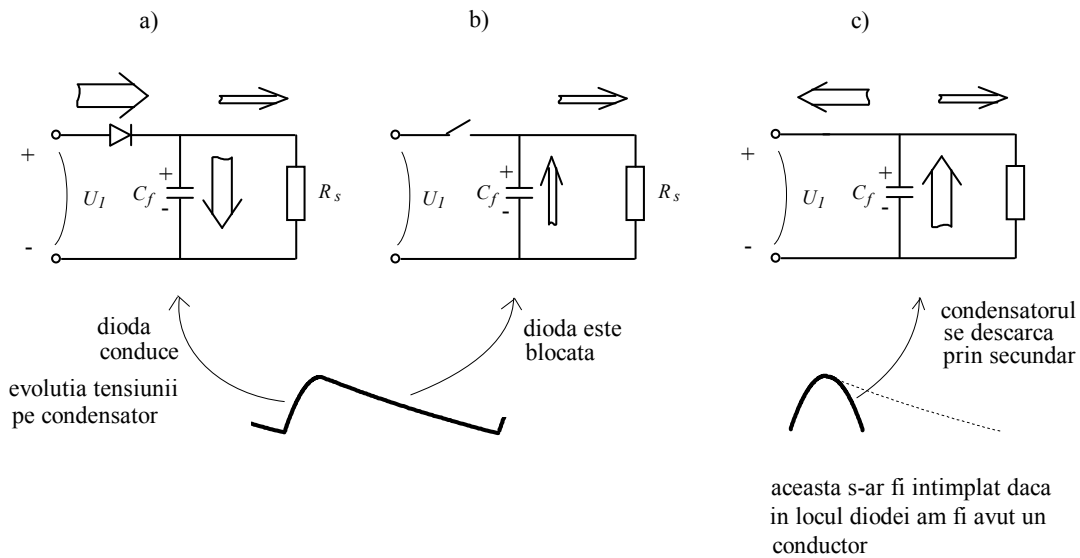


Fig. 5.4. Încărcarea și descărcarea condensatorului de filtrare.

Din acest moment, tensiunea la bornele secundarului începe să scadă. Dacă în locul diodei am fi avut un simplu fir conductor, ca în Fig. 5.4 c), condensatorul ar fi început să se descarce prin secundar, tensiunea sa urmînd în continuare sinusoida, care acum este descendentă. Dioda însă nu permite trecerea curentului în acest sens și ea se blochează imediat ce sinusoida a atins valoarea maximă, **izolînd secundarul de restul circuitului** așa cum se vede în desenul b) al figurii. Condensatorul rămîne să se descarce numai prin rezistența

de sarcină; așa cum știți, evoluția tensiunii este exponențială, cu o constantă de timp egală cu produsul  $R_s C_f$ . Pentru valori mari ale acestei constante de timp ( $R_s C_f \gg$  perioada rețelei), tensiunea, scăzînd încet, este aproximativ constantă și, conform legii lui Ohm, curentul de descărcare este și el aproximativ constant  $I_s \cong \text{const.} = I_0$ . În cazul în care după redresor este montat un stabilizator, așa cum vom vedea, tensiunea pe sarcină este menținută practic constantă (variații sub 0.01 %) și curentul de descărcare este într-adevăr constant.

Cum pe condensator viteza de variație a tensiunii  $dU/dt = I_0/C$  este practic constantă, evoluția tensiunii se face aproximativ după o linie dreaptă. Condensatorul nu se descarcă complet pînă la începerea noii semialternanțe pozitive, așa că dioda nu se mai deschide începînd chiar din acest moment, ci abia cînd tensiunea secundarului, crescînd sinusoidal, devine mai mare decît tensiunea pe condensator, care scădea. După deschidere, dioda conduce din nou pînă în momentul cînd sinusoida ajunge la valoarea maximă, asigurînd condensatorului o nouă rezervă de sarcină electrică. Din acest moment dioda se blochează și procesul se repetă periodic. Pentru ca ondulația să fie vizibilă, cazul reprezentat în Fig. 5.3 este acela al unei filtrări extrem de modeste. În aplicațiile practice

**majoritatea timpului rezistența de sarcină primește curent de la condensator și nu de la diodă.**

Astfel, putem considera, pentru o filtrare bună, că durata  $\Delta t$  a descărcării condensatorului este aproximativ egală cu perioada rețelei de alimentare  $\Delta t \cong T = 20$  ms. Din acest motiv, adîncimea ondulației rezultă simplu

$$\Delta U \cong \frac{I_0 T}{C_f}, \quad (5.2)$$

relație utilizată în proiectarea redresoarelor.

De multe ori este nevoie să caracterizăm efectul filtrării printr-un factor adimensional, astfel încît să nu mai conteze mărimea tensiunii obținute. Se introduce, astfel, **factorul de ondulație**, ca fiind raportul dintre **amplitudinea**  $\Delta U/2$  a ondulației și mărimea medie a tensiunii

$$\gamma = \frac{\Delta U}{2} \frac{1}{U_{med}}. \quad (5.3)$$

În cazul nostru, înlocuind valoarea medie a tensiunii de pe sarcină cu  $I_0 R_s$ , obținem expresia factorului de ondulație ca

$$\gamma_{mono} \cong \frac{T}{2R_s C_f}. \quad (5.4)$$

Trebuie subliniat că această aproximație este valabilă pentru filtrări bune, adică la valori  $\gamma \ll 1$ .

Dacă, dintr-un motiv sau altul, undulația crește, aceasta provoacă o scădere a tensiunii medii. Analizând desenul din Fig. 5.3, se constată că

$$U_{med} = U_{s max} - \Delta U/2 \quad (5.5)$$

Am considerat, pentru simplitate, că sarcina redresorului este un rezistor. În realitate nu se întâmplă aproape niciodată așa, pentru că rezistoarele pot fi încălzite și în curent alternativ și, deci, nu au nevoie neapărat de tensiune continuă. Sarcina este, în general, un circuit complex, care nu respectă legea lui Ohm și care are nevoie de o tensiune constantă dar necesită un curent care nu este constant în timp. Ce se întâmplă dacă intensitatea curentului prin sarcină suferă o variație foarte rapidă? Panta cu care coboară tensiunea pe condensator se schimbă brusc dar rămâne în continuare suficient de mică pentru ca tensiunea la bornele sarcinii să nu varieze semnificativ. Curentul suplimentar este furnizat instantaneu de imensa rezervă de sarcină de pe condensator.

În realitate, însă, condensatoarele de valori foarte mari (mii și zeci de mii de  $\mu\text{F}$ ) utilizate la filtrare sunt condensatoare electrolitice cu aluminiu și sunt realizate prin înfășurarea unui sandwich metal-izolator-metal. Din acest motiv, ele prezintă o inductanță semnificativă, care se comportă ca un "șoc" pentru variațiile bruște de curent. Din acest motiv, condensatorul nu poate furniza rapid vîrfurile de curent cerute de sarcină și, în consecință, în aceste momente tensiunea pe sarcină coboară brusc.

Rezolvarea constă în montarea, în paralel cu condensatorul de valoare foarte mare, a unui condensator de valoare mică, dar cu inductanță neglijabilă (Fig. 5.5). Acesta poate fi unul electrolitic cu tantal (disponibil de valori de câțiva  $\mu\text{F}$ ) sau unul ceramic (valori de  $0.1 \mu\text{F}$ ). Acum vîrfurile scurte de curent sunt suplinite de condensatorul de valoare mică (dar care răspunde rapid) iar variațiile lente sunt suplinite de condensatorul de valoare mare care are o rezervă de sarcină mult mai mare. Când firele între alimentator și circuitul care trebuie alimentat sunt lungi, pentru a elimina efectul inductanței lor, un alt condensator rapid trebuie montat chiar pe circuitul alimentat.

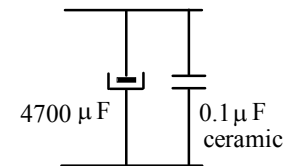


Fig. 5.5.

#### D. Redresorul dublă alternanță

În circuitul descris anterior, încărcarea condensatorului se făcea o singură dată într-o perioadă, în timpul semialternației pozitive. Datorită prețului scăzut al diodelor,

azi se folosește aproape exclusiv redresarea dublă alternanță care oferă, în aceleași condiții, un riplu redus la jumătate.

O astfel de schemă, care utilizează o **punte de diode**, este prezentată în Fig. 5.6. În timpul semialternației pozitive conduc diodele  $D_2$  și  $D_4$ , pe când în timpul semialternației negative intră în conducție diodele  $D_1$  și  $D_3$ . Rezultatul este acela că prin rezistența de sarcină sensul curentului rămâne neschimbat.

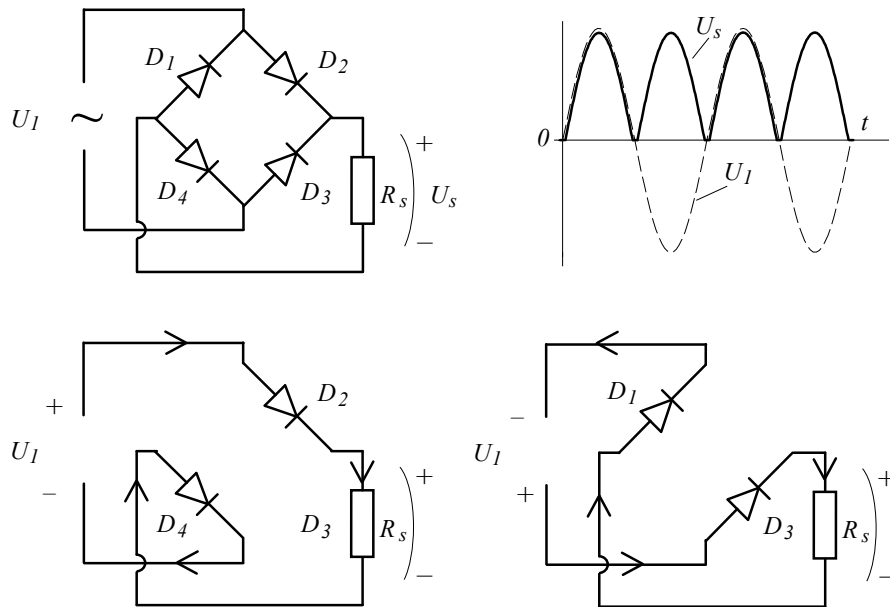


Fig. 5.6. Redresorul dublă alternanță.

Dacă aplicăm și filtrarea, forma de undă a tensiunii de pe sarcină arată ca în Fig. 5.7, unde am desenat cu linie întreruptă evoluția tensiunii redresate în absența filtrării. Tensiunea maximă este egală cu amplitudinea tensiunii sinusoidale, din care trebuie scăzute căderile de tensiune pe cele două diode în conducție

$$U_{smax} = U_{1ef} \cdot \sqrt{2} - 2 \cdot U_{FD} \quad (5.6)$$

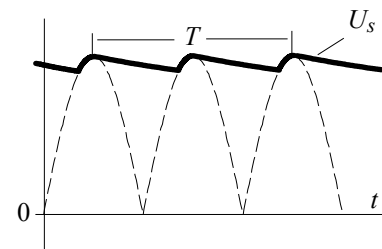


Fig. 5.7. Tensiunea de ieșire a unui redresor dublă alternanță, după filtrare.

De data aceasta, condensatorul se descarcă un timp egal practic cu jumătate din durata perioadei sinusoidale de la intrare, de două ori mai scurt decât la redresarea monoalternanță. Din acest motiv, pentru același produs  $R_s C_f$ , adâncimea ondulației și, corespunzător, factorul de ondulație au valori de două ori mai mici decât în cazul filtrării monoalternanță

$$\gamma_{dubla\ alt.} \cong \frac{T}{4R_s C_f} \quad (5.7)$$

cu  $T = 20$  ms, perioada rețelei de alimentare. Pentru un curent de ieșire  $I_0$  adâncimea ripului este

$$\Delta U \cong \frac{I_0 T}{2C_f} \quad (5.8)$$

Să vedem de ce condensatoare avem nevoie pentru un curent de 1 A și un riplu rezonabil, de 1 V. Cum perioada rețelei în Europa este de 20 mS, obținem o valoare  $C_f \cong \frac{I_0 T}{2\Delta U} = \frac{1A \cdot 20mS}{2V} = 10 \text{ mF} = 10\,000\mu\text{F}$ , adică o valoare destul de mare. Dacă dorim curenți mai mari, valoarea necesară crește proporțional cu valoarea curentului. Condensatoarele electrolitice cu aluminiu ajung pînă pe la 68 000  $\mu\text{F}$ , dar cele care suportă tensiuni și curenți mari sunt voluminoase și scumpe. Scăderea riplului de un număr de ori se poate realiza cu prețul creșterii capacității de filtraj de același număr de ori. E bine, deci, să nu ne încapăținăm să obținem un riplu prea mic, mai ales că acesta poate fi redus ulterior de mii de ori, **mult mai comod și ieftin**, prin stabilizare. Un riplu de 1-2 V este, din aceste motive, o alegere bună.

Merită subliniat că la redresarea dublă alternanță, undulația are frecvența de 100 Hz și nu de 50 Hz ca la redresarea monoalternanță. Prezența unui riplu de 50 Hz la un redresor dublă alternanță este semnul sigur că una sau două diode din punte sunt întrerupte și el funcționează ca unul monoalternanță.

### E. Stabilizatorul de tensiune cu diodă Zener

Așa cum am văzut, tensiunea medie după redresare și filtrare depinde de amplitudinea tensiunii sinusoidale de la bornele secundarului transformatorului care, la rîndul ei, este proporțională cu amplitudinea tensiunii de la rețea. Or, aceasta nu este riguros constantă, datorită mărimii variabile a curentului absorbit de consumatori. În plus, chiar după filtrare, tensiunea produsă mai are o componentă variabilă, numită undulație, cu frecvența de 50 Hz sau 100 Hz (după tipul redresării).

Stabilizatorul (**voltage regulator** în limba engleză) are rolul de a micșora aceste variații, forma tensiunii la ieșirea sa apropiindu-se foarte mult de o funcție constantă. Acest efect este măsurat prin **factorul de stabilizare**  $S_U$ , definit ca raportul variațiilor tensiunii la intrarea și respectiv, ieșirea sa

$$S_U = \frac{\Delta U_{nestab}}{\Delta U_{stab}} \quad (5.9)$$

Cu cît acest factor are valori mai mari, cu atît stabilizatorul este mai eficient.

O altă cauză a variației tensiunii produse de alimentator este modificarea în timp a curentului prin sarcină. Această variație a tensiunii poate fi exprimată ca  $\Delta U_s = -R_0 \Delta I_s$  unde  $R_0$  este rezistența sa echivalentă Thevenin. După cum am arătat, tensiunea medie după filtrare este  $U_{med} \cong U_{smax} - \Delta U/2$ , deci scade la creșterea undulației.

Scăderea tensiunii produse atunci cînd sarcina absoarbe mai mult curent se datorează și rezistenței ecundarului transformatorului dar, în principal, măririi undulației, care este proporțională cu valoarea curentului

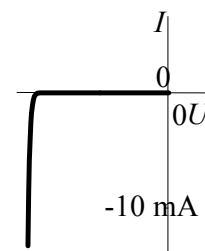


Fig. 5.8. Caracteristica inversă a unei diode Zener.

Astfel, în absența stabilizatorului, alimentatorul ar avea o rezistență internă inacceptabil de mare.

Așa cum se vede în Fig. 5.8, diodele Zener prezintă la polarizare inversă o regiune pe caracteristica statică unde tensiunea pe diodă rămîne practic constantă la variații importante ale curentului. Aici, rezistența

dinamică  $r_Z = dU/dI$  are valori de ordinul 5-10  $\Omega$ . Utilizând această proprietate, se pot realiza stabilizatoare de tensiune, avînd schema din Fig. 5.9 a).

Pentru ca dioda Zener să stabilizeze tensiunea, curentul prin ea nu trebuie să scadă nici un moment sub valoarea de 10 mA.

Pentru variațiile tensiunii de intrare, așa cum se vede în desenul b) al figurii, circuitul se comportă ca un divizor format din rezistorul  $R$  și rezistența **dinamică**  $r_Z$  a diodei Zener (rezistența de sarcina are valori mult mai mari decît  $r_Z$ ). Pentru a obține un factor bun de stabilizare rezistența de "balast"  $R$  trebuie să fie mult mai mare decît rezistența dinamică a diodei Zener:  $R \gg r_Z$ .

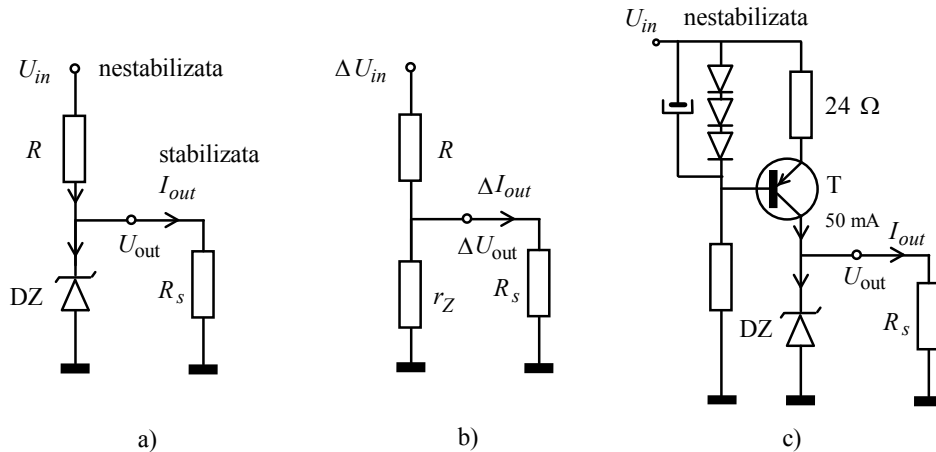


Fig. 5.9. Stabilizator cu diodă Zener (a), schema sa echivalentă pentru variații (b) și varianta perfecționată, cu sursă de curent (c).

În această aproximație, obținem factorul de stabilizare în tensiune ca

$$S_U \cong \frac{R + r_Z}{r_Z} \cong \frac{R}{r_Z} \tag{5.10}$$

Pe de altă parte, pentru a beneficia de rezistența dinamică mică a diodei, trebuie să trimitem prin ea un curent de cel puțin 10 mA, astfel că rezistența  $R$  va fi parcursă de  $I_S + 10 \text{ mA}$  și va trebui să pierdem o tensiune cel puțin egală cu  $10 \text{ mA} \cdot R$ . În consecință, nu putem obține un factor de stabilizare prea mare. Dacă tensiunea pierdută este de 5 V,  $R = 500 \Omega$  și  $S_U$  este pe undeva între 50 și 100.

Mărirea acestui factor, **fără sacrificarea unei tensiuni mai mari**, se poate face dacă înlocuim rezistorul  $R$  cu o sursă de curent, ca în Fig. 5.9 c). Deși tensiunea pierdută va fi aceeași, rezistența dinamică (la variații) prezentată de acest dispozitiv va fi mult mai mare; cu un simplu tranzistor bipolar putem obține rezistențe echivalente de ordinul M $\Omega$ , crescînd astfel de 1000 de ori factorul de stabilizare.

Privită dinspre rezistența de sarcină (Fig. 5.9 b), rezistența de ieșire  $R_0$  a stabilizatorului este rezistența echivalentă a divizorului

$$R_0 \cong \frac{R r_Z}{R + r_Z} \cong r_Z \quad (5.11)$$

și este, deci, de ordinul a 5-10 Ω.

O micșorare semnificativă a acestei rezistențe se poate obține dacă circuitului i se adaugă un tranzistor, ca în Fig. 5.10. Sarcina este acum legată în emitorul tranzistorului, unde potențialul este cu 0.6 V mai coborât decât potențialul bazei. Astfel,

variațiile tensiunii pe sarcină sunt egale cu cele ale tensiunii de pe dioda stabilizatoare, factorul de stabilizare rămânînd același.

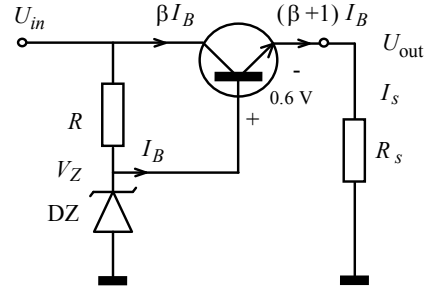


Fig. 5.10. Stabilizator cu diodă Zener și tranzistor.

Așa cum se vede în figură, numai  $1/(\beta + 1) < 1/100$  din curentul prin sarcină este absorbit din anodul diodei Zener ( $\beta$  fiind factorul de amplificare al tranzistorului). Putem scrie, deci, rezistența de ieșire a stabilizatorului perfecționat ca

$$R_0 = \frac{-\Delta U_s}{\Delta I_s} = \frac{1}{\beta} \cdot \frac{-\Delta V_B}{\Delta I_B}; \quad (5.12)$$

dar fracția din dreapta este chiar rezistența de ieșire a stabilizatorului fără tranzistor, care era practic rezistența dinamică a diodei Zener. În concluzie,

$$R_0 = \frac{r_Z}{\beta} \quad (5.13)$$

Astfel,

tranzistorul reduce de  $\beta$  ori rezistența de ieșire a stabilizatorului

care ajunge, în acest mod, la valori sub 0.1 Ω.

Performanțe mult mai bune sînt oferite de **stabilizatoarele integrate**, disponibile odată cu apariția tehnologiei circuitelor integrate; în Fig. 5.11 sunt reprezentate două astfel de stabilizatoare, de +12 V și -12V, cu un curent maxim de 1 A. Creșterea factorului de stabilizare este realizată prin înlocuirea rezistorului de balast cu o sursă de curent. De asemenea, utilizarea reacției negative face posibilă atingerea unor valori infime pentru rezistența de ieșire. Chiar măsurată cu un voltmetru digital, tensiunea de ieșire apare a fi constantă, stabilizatorul apropiindu-se foarte mult de sursa ideală de tensiune.

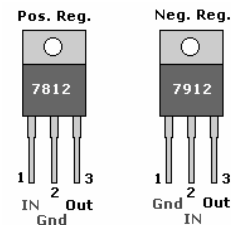


Fig. 5.11. Stabilizatoare de tensiune integrate.

O categorie specială de stabilizatoare o constituie **referințele de tensiune**. Ele nu sînt destinate alimentării unor circuite ci producerii unei tensiuni electrice extrem de constante, necesare în operații de comparație cu alte tensiuni. Principala calitate a unei referințe de tensiune



este deriva ei cu temperatura. Cele mai bune performanțe sunt de ordinul a câțiva ppm/°C (1 ppm înseamnă o parte la un milion, adică  $10^{-6}$ ).

## Enunțuri frecvent utilizate

(ațit de frecvent încit merită să le memorați)

-Schema bloc a unui alimentator electronic, care preia energia de la rețeaua de curent alternativ și o furnizează apoi la o tensiune continuă, conține transformatorul, redresorul, filtrul de netezire, stabilizatorul și rezistența de descărcare (bleeder).

- Transformatorul furnizează în secundar o tensiune alternativă de valoare convenabilă; această valoare este determinată de tensiunea din primar și valoarea raportului de transformare.

- Redresorul convertește tensiunea alternativă (care își schimbă periodic polaritatea) într-o tensiune continuă, cu o singură polaritate. Valoarea acesteia nu este însă constantă în timp, evoluând periodic între zero și valoarea de vîrf.

- La redresarea monoalternanță, energia este primită numai în decursul unui anumit tip de semialternanțe (fie numai pozitive, fie numai pozitive); în timpul celorlalte semialternanțe, secundarul este izolat față de consumator (sarcină).

- Introducerea unui filtru capacitiv face ca tensiunea pe sarcină să nu mai coboare la zero, avînd variații mult mai mici; acest lucru se obține prin încărcarea periodică a condensatorului de la transformator prin pulsuri de curent scurte și intense și descărcarea sa, în restul timpului, prin sarcină. Practic, majoritatea timpului sarcina primește curent de la condensator.

- Ondulația (riplul) este proporțională cu perioada rețelei, cu intensitatea curentului prin sarcină și invers proporțională cu capacitatea condensatorului.

- Pentru a măsura gradul de netezire indiferent de mărimea tensiunii, se definește factorul de ondulație prin raportul între amplitudinea ondulației (jumătate din valoarea vîrf la vîrf) și valoarea medie a tensiunii.

- La redresarea dublă alternanță (folosită aproape exclusiv azi) condensatorul se încarcă pe fiecare semialternanță, timpul de descărcare fiind jumătate din cel de la redresarea monoalternanță iar riplul de două ori mai mic.

- Cu redresarea dublă alternanță, pentru a obține un riplu de  $1 V_{VV}$  la un curent de 1 A avem nevoie de un condensator de  $10\ 000\ \mu F$ ; capacitatea necesară variază proporțional cu intensitatea curentului și invers proporțional cu mărimea riplului.

- Stabilizatorul micșorează variațiile tensiunii de ieșire, atît cele produse de variația tensiunii de intrare, cît și cele produse de variația curentului prin sarcină. Performanțele sale sunt caracterizate de factorul de stabilizare, care trebuie să fie mare, și de rezistența de ieșire, care trebuie să fie cît mai mică.

- La un stabilizator cu diodă Zener, factorul de stabilizare este egal cu raportul dintre rezistența de balast și  $r_Z$  (rezistența dinamică a diodei Zener) iar rezistența de ieșire este egală cu  $r_Z$ .

- Pentru ca stabilizatorul să funcționeze trebuie ca valoarea curentului prin dioda Zener să nu coboare nici un moment sub 10 mA (altfel rezistența  $r_Z$  crește mult).

- Rezistența de ieșire poate fi micșorată prin cuplarea unui tranzistor la ieșire; în plus, dacă rămînem la aceeași valoare a curentului prin sarcină, putem mări rezistența de balast și, în consecință, factorul de stabilizare.

- O cale suplimentară de mărire a factorului de stabilizare este înlocuirea rezistenței de balast cu o sursă de curent.

-Toate aceste performanțe pot fi atinse mult mai comod și ieftin prin cumpărarea unui stabilizator integrat.

## Termeni noi

<b>-schemă bloc</b>	desen în care se reprezintă structura unui sistem complex prin simboluri (de obicei dreptunghiuri) ce desemnează blocuri cu funcții diferite și linii care urmăresc transmiterea informației sau energiei de la un bloc la altul;
<b>-transformator</b>	dispozitiv electromagnetic, utilizat în cele mai multe cazuri pentru convertirea unei tensiuni alternative (sinusoidale) într-a altă tensiune de același tip, dar cu amplitudine diferită;
<b>-primar</b>	înfășurarea transformatorului la care se aplică sursa de tensiune externă;
<b>-secundar</b>	înfășurarea transformatorului unde se obține tensiunea "transformată";
<b>-redresare</b>	convertirea unei tensiuni alternative (care își schimbă periodic polaritatea) într-o tensiune cu o singură polaritate care evoluează periodic;
<b>- filtrare</b>	prelucrarea unui semnal în urma căreia componentele de anumite frecvențe sunt favorizate iar altele atenuate.
<b>- filtru de netezire</b>	filtru care transmite componenta continuă (de frecvență nulă) și atenuează variațiile;
<b>-ondulație (riplu)</b>	variația periodică a unei tensiuni, rămasă după acțiunea filtrului de netezire;
<b>-factor de ondulație</b>	mărime adimensională care caracterizează eficiența filtrării tensiunii redresate; se definește prin raportul dintre amplitudinea ondulației și valoarea medie a tensiunii;
<b>- stabilizator de tensiune</b>	circuit care micșorează variațiile tensiunii, atât cele provocate de modificările tensiunii de intrare cât și pe cele cauzate de variația curentului prin sarcină;

## Probleme rezolvate

**Problema 1.** Să se proiecteze un alimentator nestabilizat care să producă la ieșire o tensiune  $V_{out}$  de minimum 12 V cu un riplu de cel mult 2 V vîrf la vîrf și să debiteze un curent  $I_{out}$  de pînă la 1 A. Vor trebui alese capacitatea de filtraj, tensiunea efectivă în secundarul transformatorului, rezistența bleeder-ului, siguranțele conectate în primarul și secundarul transformatorului precum și raportul de transformare.

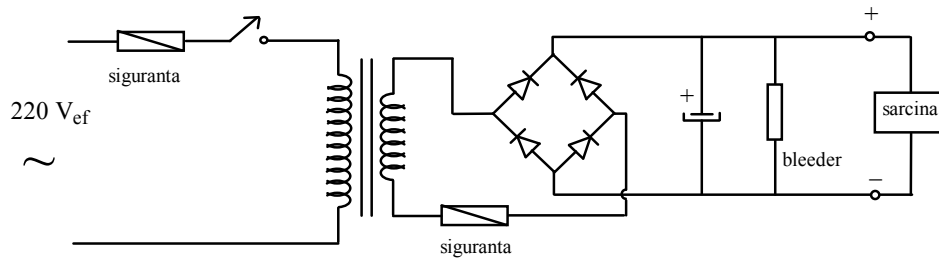


Fig. 5.12.

Mai întii desenăm schema, fără valorile componentelor (Fig. 5.12). Alegem, bineînțeles, redresarea dublă alternanță. În circuitul primarului, imediat ce firul de alimentare intră în carcasă, înaintea întrerupătorului, trebuie conectată siguranța pentru a proteja atât împotriva defectării transformatorului cât și a unui scurtcircuit pe circuitul întrerupătorului.

### a) Tensiunea transformatorului

Cum tensiunea minimă trebuie să fie 12 V iar riplul va avea o adîncime de 2 V, valoarea de vîrf a tensiunii redresate va fi 14 V. Tensiunea în secundar va trebui însă să fie mai mare, datorită pierderii pe cele două diode prin care circulă curentul în ochiul secundarului. La curenți mari tensiunea de deschidere a unei diode cu siliciu se apropie de 1 V, așa că tensiunea în secundar va avea amplitudinea (valoarea de vîrf) egală cu 16 V. Cum pentru circuitele de curent alternativ se obișnuiește să se dea valorile efective, va trebui să înmulțim cu  $1/\sqrt{2} = 0.707$ : tensiunea efectivă în primar va trebui să fie 11.2 V. Alegem valoarea standardizată de 12 V.

### b) Condensatorul de filtraj

Pentru ca în timp de o semiperioadă ( $\Delta t = 10$  ms) condensatorul să se descarce cu  $\Delta V = 2$  V sub un curent de 1 A, capacitatea trebuie să aibă valoarea  $C = I_{out} \cdot \Delta t / \Delta V = 5000 \mu\text{F}$ . Este o valoare mare, dar rezonabilă. Condensatorul va trebui să aibă tensiunea de funcționare de cel puțin 25 V (valoarea standardizată imediat inferioară, 16 V, este chiar la limită).

Să observăm ce s-ar fi întîmplat dacă am fi impus un riplu mult mai mic, de exemplu de numai 0.1 V. Am fi avut atunci nevoie de o condensator cu o capacitate de 100 000  $\mu\text{F}$ , o valoare total nepractică.

### c) Rezistorul "bleeder"

Rostul lui este ca la deconectarea alimentatorului, în absența rezistenței de sarcină, să descarce într-un timp convenabil condensatorul de filtraj. Dacă ne mulțumim cu o constantă de timp  $\tau = RC$  de cîteva secunde, rezultă valoarea bleeder-ului de 1 k $\Omega$ .

### d) Siguranțele

Curentul mediu absorbit de sarcină este de maximum 1 A dar dacă am pune o astfel de siguranță în secundar, ea ar fi spulberată imediat. 1 A este curentul mediu (în modul) dar pentru a calcula efectele încălzirii trebuie să ținem seama de **valoarea sa efectivă**. Or, așa cum am văzut, condensatorul este încărcat cu pulsuri

scurte de curent. Din această cauză, forma curentului prin secundar este cea din Fig. 5.13 a), unde se observă, suplimentar, pulsul foarte mare de la momentul inițial când condensatorul era descărcat.

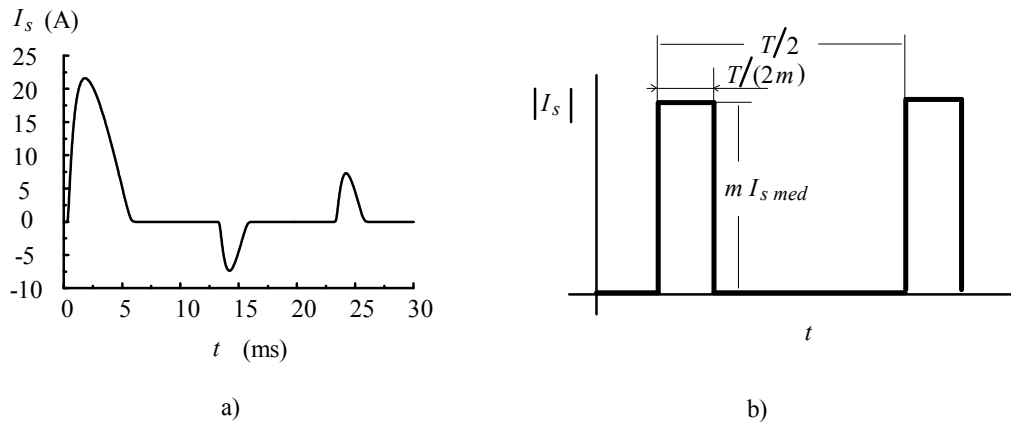


Fig. 5.13. Evoluția curentului prin secundar.

Pentru intensitatea efectivă vom face un calcul aproximativ. Dacă presupunem (pentru simplitate) pulsurile ca fiind rectangulare (desenul b al figurii) și de durată  $\frac{T}{2m}$ , adică a  $m$ -a parte din semiperioadă, ele vor avea intensitatea  $m I_{s\ med} = m I_{out}$  iar valoarea efectivă va fi  $I_{ef} = \sqrt{\frac{T}{2m} \cdot I_{out}^2} = \sqrt{m} \cdot I_{out}$ . Cu cât filtrarea va fi mai bună, cu atât valoarea efectivă a curentului va fi mai mare și siguranța se va încălzi mai mult.

Din acest motiv vom multiplica cu 4 valoarea curentului mediu, obținând 4 A. Este bine, însă, să avem și o rezervă, pentru cazul în care sarcina absoarbe timp îndelungat curentul maxim. Înmulțim cu un factor de 2 și obținem valoarea finală de 8 A. Nu trebuie să uităm să alegem o siguranță temporizată (lentă), altfel la punerea sub tensiune, condensatorul încărcându-se de la zero va absorbi un curent important și o va arde.

Raportul de transformare este  $220 / 12 \cong 18$ , astfel că în primar va trebui să punem o siguranță de  $8\text{ A} / 18 \cong 0.5\text{ A}$ . Evident, și ea trebuie să fie o siguranță temporizată.

#### e) Dimensionarea transformatorului

Curenții în primar și secundar **nu sunt sinusoidali** ci sub forma unor pulsuri scurte și intense, cu atât mai scurte și intense cu cât filtrarea este mai bună. Am văzut că valoarea efectivă a curenților crește la îmbunătățirea filtrării și, bineînțeles, și încălzirea transformatorului. Din acest motiv, la alegerea puterii transformatorului trebuie să multiplicăm cu un factor (pentru filtrări rezonabile 4 este o valoare bună) valorile medii ale curenților.

Este bine, deci, să admitem un riplu de ordinul a 1 V, cu atât mai mult cu cât el va fi redus foarte mult de către stabilizator.

**Problema 2.** Reproiectați alimentatorul, pentru a obține o tensiune **stabilizată** de 12 V, la un curent de 1 A.

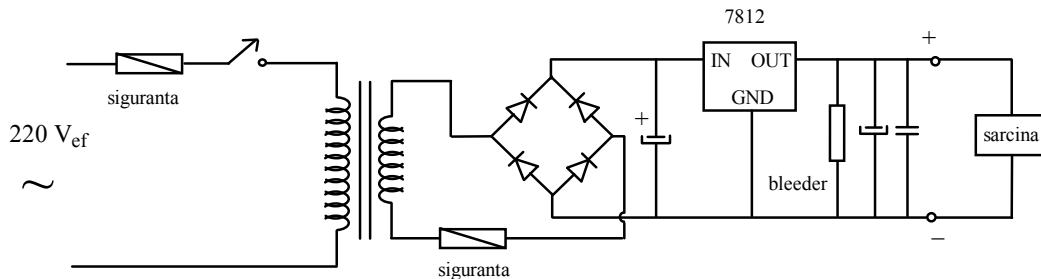


Fig. 5.14.

**a) Alegerea stabilizatorului**

Cum tensiunea de ieșire este fixă, alegem un stabilizator integrat de tensiune fixă pozitivă din seria 78XX cu tensiunea nominală de 12 V, adică un stabilizator 7812. Există mai multe variante, codificate cu litere după tipul capsulei, tip care stabilește și curentul maxim și puterea maximă disipată. Va trebui să utilizăm unul cu valoarea curentului maxim de 1 A; în ceea ce privește puterea disipată, așa cum vom vedea, ea va trebui să fie de 5-7 W. La ieșirea sa este bine să conectăm un condensator de filtrare de valoare modestă (electrolitic, 10  $\mu$ F), dublat de unul care funcționează la frecvențe mari (ceramic, 100 nF).

**b) Tensiunea transformatorului**

Pentru a putea stabili tensiunea de la ieșire, la intrarea stabilizatorului tensiunea nu trebuie să coboare nici un moment sub  $12\text{ V} + 3\text{ V} = 15\text{ V}$ . Cu alte cuvinte, pe stabilizator trebuie să pierdem în orice moment cel puțin 3 V (Fig. 5.15). Păstrând ripple de 2 V de la proiectarea precedentă, avem acum nevoie de o amplitudine după redresare de cel puțin 17 V. Adăugând și pierderea de tensiune pe diode, ajungem la amplitudinea tensiunii din secundar, 19 V. Este exact cu trei volți mai mare decât în cazul proiectării precedente, tocmai datorită pierderii suplimentare pe stabilizator. Rezultă de aici tensiunea efectivă din secundar 13.4  $V_{ef}$ . Aceasta este o tensiune minimă, este clar că nu vom găsi un transformator cu această valoare. Putem găsi, însă, unul cu tensiunea în jur de 16  $V_{ef}$ , ceea ce va produce o amplitudine în secundar 23 V, crescând la 7 V tensiunea pierdută pe stabilizator. În aceste condiții, stabilizatorul nostru va trebui să disipe, la curent maxim, aproape 7 W. Din acest motiv nu este indicată utilizarea unui transformator cu tensiunea de ieșire mai mare.

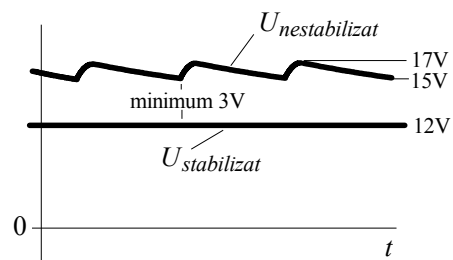


Fig. 5.15.

**c) Condensatorul de filtraj și siguranța din primar** vor avea aceleași valori ca la problema precedentă, deoarece ele au fost determinate de mărimea curentului. De asemenea, și **rezistorul bleeder** rămîne același, numai că este bine să fie mutat la ieșirea stabilizatorului.

**d) Dimensionarea transformatorului**

În urma creșterii tensiunii efective de la 12  $V_{ef}$  la 16  $V_{ef}$ , puterea a crescut cu o treime. Este bine, deci, să ținem seama de această creștere în alegerea transformatorului.

### Probleme propuse

**P 5.1.** Evoluția în timp a tensiunii pe condensatorul de filtrare, cu valoarea de  $10\ 000\ \mu\text{F}$ , vizualizată cu osciloscopul, arată ca în Fig. 5.16. Valorile de tensiune sunt în volți.

- Identificați tipul redresorului (mono sau dublă alternanță).
- Calculați și reprezentați grafic evoluția în timp a curentului prin condensator.
- Determinați valoarea rezistenței de sarcină.

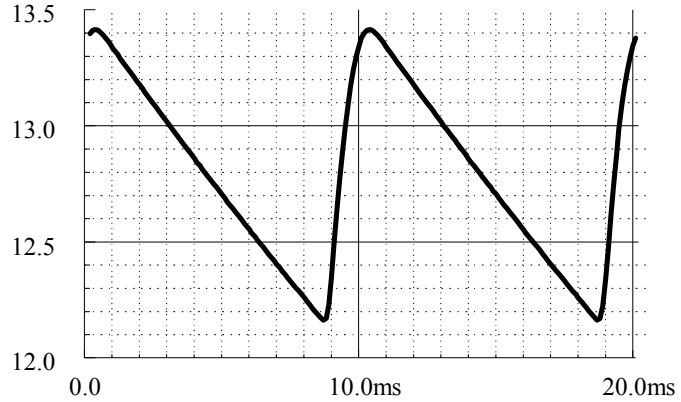


Fig. 5.16.

**P 5.2.** Circuitul din Fig. 5.17 este o variantă de redresor dublă alternanță, care folosește două diode în loc de patru.

- Explicați funcționarea lui, desenând sensurile curentilor pe fiecare semialternanță;
- Care este prețul plătit pentru cele două diode economisite? Ce soluție credeți că este mai ieftină azi?

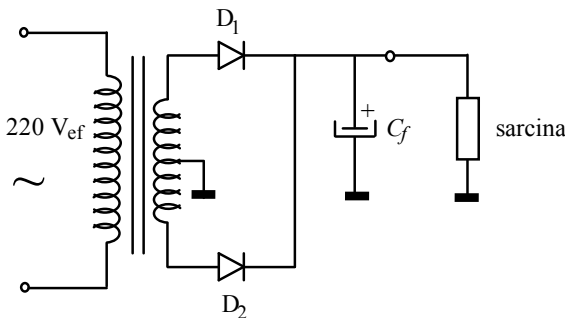


Fig. 5.17.

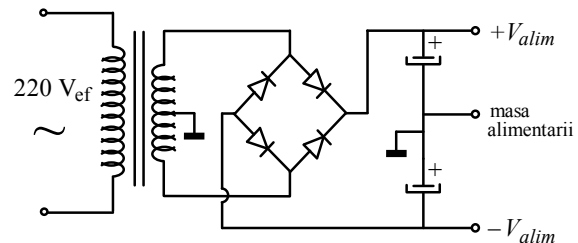


Fig. 5.18.

**P 5.3.** În Fig. 5.18 aveți un redresor care furnizează simultan două tensiuni de alimentare, egale dar de polarități opuse (pentru așa-numita alimentare diferențială).

- Explicați funcționarea sa, desenând sensurile curentilor.
- Identificați tipul redresării, monoalternanță sau dublă alternanță.

**P 5.4.** Dioda Zener din stabilizatorul prezentat în Fig. 5.19 are tensiunea nominală de  $10\ \text{V}$  iar în jurul valorii curentului de  $10\ \text{mA}$  prezintă o rezistență dinamică de  $10\ \Omega$ . Tensiunea redresată și nestabilizată are o valoare medie de  $15\ \text{V}$  cu un riplu de  $2\ \text{V}_{\text{VV}}$ .

- Calculați curentul prin rezistența de balast  $R$ .
- Ce curent maxim poate absorbi sarcina, cu condiția ca valoarea curentului prin diodă să nu scadă sub  $10\ \text{mA}$ ?
- Estimați factorul de stabilizare în tensiune și, de aici, mărimea ondulației tensiunii stabilizate.
- Tensiunea la rețeaua de  $220\ \text{V}_{\text{ef}}$  se modifică cu  $10\%$ . Estimați variația

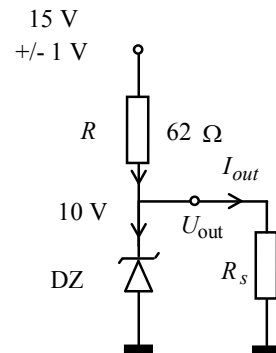


Fig. 5.19.

tensiunii nestabilizate și pe aceea a tensiunii stabilizate.

f) Determinați rezistența de ieșire a stabilizatorului; calculați cu cât se modifică tensiunea pe sarcină dacă valoarea curentului absorbit de aceasta variază între zero și cea maximă, calculată la punctul b).

**P 5.5.** Intercațați la ieșirea stabilizatorului din problema precedentă un tranzistor, ca în Fig. 5.10, care are un factor de amplificare  $\beta = 50$ .

a) Ce curent maxim poate absorbi acum sarcina, cu condiția ca valoarea curentului prin diodă să nu scadă sub 10 mA ?

b) Ce rezistența de ieșire are acum stabilizatorul perfecționat ?

**P 5.6.** Dacă sarcina nu are nevoie de un curent așa de mare, utilizarea tranzistorului vă permite să ameliorați factorul de stabilizare. Presupunând că sarcina nu cere mai mult de 50 mA,

a) calculați curentul maxim pe care baza tranzistorului îl absoarbe din anodul diodei;

b) alegeți o rezistență de balast mai mare, asigurându-vă însă că valoarea curentului prin dioda Zener nu scade nici un moment sub 10 mA;

c) determinați ce factor de stabilizare ați obținut acum;

d) în final, calculați mărimea riplului tensiunii stabilizate.

**P 5.7.** Aveți la dispoziție o tensiune redresată, cu valoarea medie de 15 V și cu o ondulație de  $2 V_{VV}$  și trebuie să obțineți o tensiune stabilizată de 9 V, sarcina având nevoie de un curent între zero și 100 mA.

a) Proiectați un stabilizator cu diodă Zener (curentul prin diodă nu trebuie să scadă sub 10 mA).

b) Presupunând ca dioda Zener are o rezistență dinamică de 10  $\Omega$ , calculați factorul de stabilizare și rezistența de ieșire.

c) Estimați puterea disipată pe dioda Zener, când curentul de sarcină este 50 mA și când acesta este nul.

**P 5.8.** Perfecționați stabilizatorul precedent, prin adăugarea unui "tranzistor compus" la ieșire, care are factorul  $\beta = 1000$  (tranzistorul compus este realizat prin interconexiunea a două tranzistoare). Estimați cât va fi curentul absorbit din anodul diodei Zener și modificați corespunzător rezistența de balast. Ce valoare a factorului de stabilizare ați obținut ?



## Lucrare experimentală

### Experimentul 1. Redresarea monoalternanță

Aveți pe planșetă (Fig. 5.20) un redresor monoalternanță cu o diodă redresoare, care este deja legat la secundarul transformatorului. În partea din dreapta, jos, se găsesc trei rezistențe de sarcină, legate cu unul din capete la un fir comun. Conectați borna negativă a redresorului la acest fir comun iar borna pozitivă la una din rezistențele de sarcină. Vizualizați tensiunea redresată și desenați-o pe caiet. Poate fi ea utilizată la alimentarea unui aparat electronic ? De ce ?

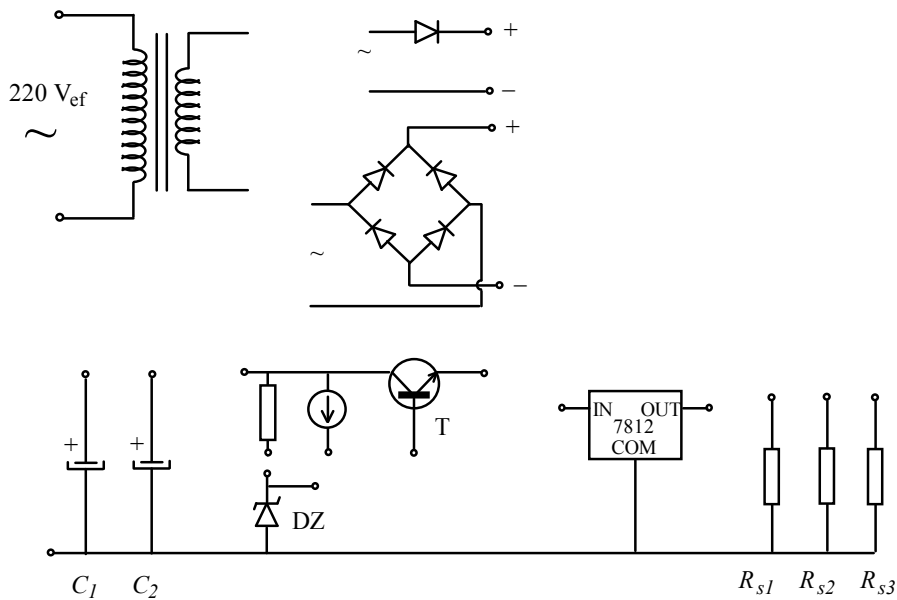


Fig. 5.20.

Leagați acum în paralel pe rezistența de sarcină unul din condensatoarele de filtrare din stînga planșetei. Cum se modifică forma de undă a tensiunii de pe sarcină ? Desenați pe caiet forma de undă și identificați duratele de timp în care dioda conduce. Schimbați acum condensatorul de filtrare și explicați ce observați. Care din condensatoare are valoare mai mare ?

Veți măsura în continuare factorul de ondulație, utilizînd numai condensatorul cu capacitate mai mare și legînd, pe rînd, cele trei rezistențe de sarcină. Pentru aceasta va trebui să determinați, cu osciloscopul, adîncimea ondulației și tensiunea medie.

Calculați teoretic factorul de ondulație, utilizînd formula aproximativă (5.6). Comparați valorile măsurate cu cele calculate. Pentru care situații sunt ele mai apropiate și de ce ?

### Experimentul 2. Redresarea dublă alternanță

Desfaceți legăturile de la ieșirea redresorului monoalternanță. Pe aceeași planșetă, puțin mai jos, aveți un redresor dublă alternanță, realizat cu o **punte redresoare** ce conține patru diode. Leagați borna sa de ieșire negativă la firul comun al rezistențelor de sarcină iar borna pozitivă la capătul unei rezistențe de sarcină; refaceți, punct cu punct, toate determinările de la experimentul 1. De data aceasta, pentru calculul teoretic al factorului de ondulație va trebui să folosiți relația (5.7). Comparați valorile factorului de ondulație pentru cele

două redresoare. Ce concluzie practică trageți ? Cum s-ar fi putut, pe altă cale, micșora la jumătate ondulația, păstrând redresorul monoalternanță ?

### Experimentul 3. Stabilizatorul de tensiune cu diodă Zener

Legeți acum ieșirile redresorului dublă alternanță direct la condensatorul de filtrare de valoare mare; atenție, borna negativă trebuie obligatoriu legată la firul comun. Apoi, de la capătul condensatorului, mergeți la intrarea stabilizatorului, ca în Fig. 5.21. Deocamdată nu conectați nici o rezistență de sarcină, operând stabilizatorul "în gol".

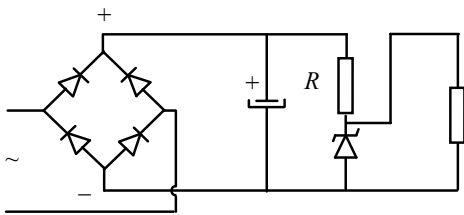


Fig. 5.21.

Măsurați ondulația la intrarea în stabilizator și apoi pe dioda stabilizatoare. Din raportul lor, calculați factorul de stabilizare în tensiune la funcționare în gol. Cunoscând valoarea rezistorului de balast  $R$ , determinați rezistența dinamică a diodei stabilizatoare cu relația (5.9). Trageți o concluzie în privința efectului stabilizatorului asupra ondulației. Mai este acum nevoie de capacități foarte mari pentru filtrare ?

Cuplați acum la ieșirea stabilizatorului, pe rând, cele trei rezistențe de sarcină și măsurați cu un voltmetru digital tensiunea de ieșire. Calculați, cunoscând valorile rezistențelor, intensitățile curenților și desenați dependența tensiunii de ieșire în funcție de curent. Determinați, de aici, rezistența de ieșire a stabilizatorului.

Dacă stabilizatorul reduce atât de mult ondulația, nu am putea renunța total la filtrare ? Îndepărtați condensatorul de filtrare de la intrare legând borna pozitivă a redresorului direct la stabilizator. Vizualizați forma tensiunii pe rezistența de sarcină și explicați ce se întâmplă. Formulați o concluzie asupra mărimii ondulației permise la intrarea unui stabilizator.

### Experimentul 4. Perfecționarea stabilizatorului pentru micșorarea rezistenței de ieșire

Conectați acum, între stabilizatorul anterior și rezistența de sarcină, un tranzistor, ca în Fig. 5.22. Legați, pe rând, cele trei rezistențe de sarcină în emitorul tranzistorului și măsurați tensiunea. Procedând ca la experimentul precedent, determinați rezistența de ieșire și calculați de câte ori este acum mai mică.

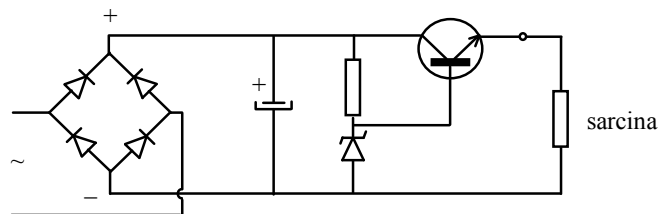


Fig. 5.22.

Determinați și factorul de stabilizare. A fost el afectat de perfecționarea efectuată ?

### Experimentul 5. Perfecționarea stabilizatorului pentru mărirea factorului de stabilizare

Curentul absorbit din anodul diodei Zener a fost micșorat de  $\beta$  ori prin introducerea tranzistorului. Am putea acum să mărim de  $\beta$  ori rezistența de balast, mărind de același număr de ori factorul de stabilizare. Vom fi, însă, mult mai ambițioși și, dacă tot înlocuim rezistența de balast, o vom înlocui cu o sursă de curent (Fig. 5.23). Determinați factorul de stabilizare și comparați-l cu valoarea sa anterioară. A meritat efortul ?

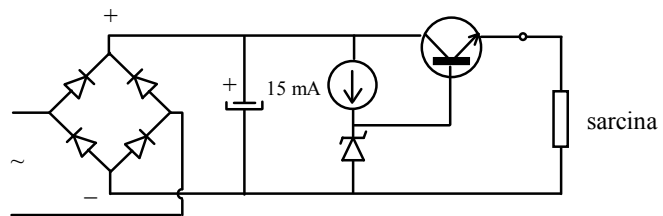


Fig. 5.23.

### Experimentul 6. Stabilizatorul de tensiune integrat

Vom investiga acum comportarea unui stabilizator integrat, de tipul 7812 (12 V, tensiuni pozitive) care trebuie conectat ca în Fig. 5.24. Determinați, ca și la experimentul anterior, factorul de stabilizare și rezistența de ieșire. Comparați aceste valori cu cele obținute pentru stabilizatorul cu diodă Zener și pentru variantele sale perfecționate de la experimentele 4 și 5..

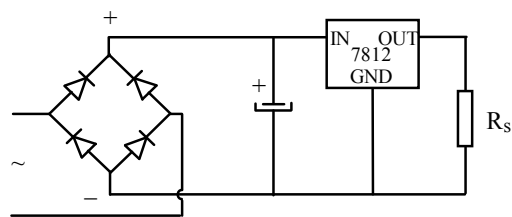
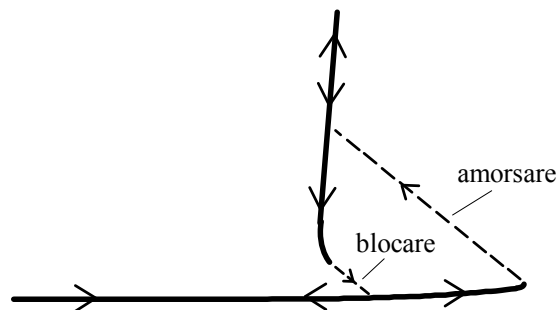


Fig. 5.24.

## Dispozitive cu rezistență dinamică negativă



**6.1. Comportarea generală 165**

**6.2. Tranzistorul unijoncțiune 175**

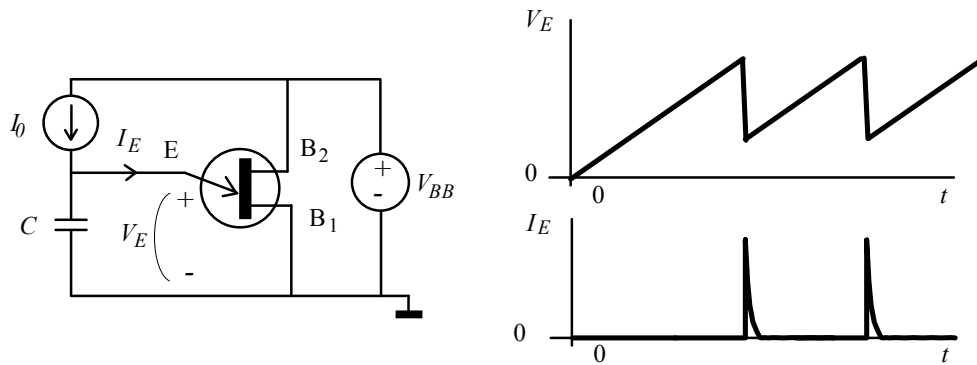
**6.3. Diacul, tiristorul și triacul 197**

**6.1. Comportarea generală**

1.A. Evoluția punctului de funcționare pe caracteristică 165

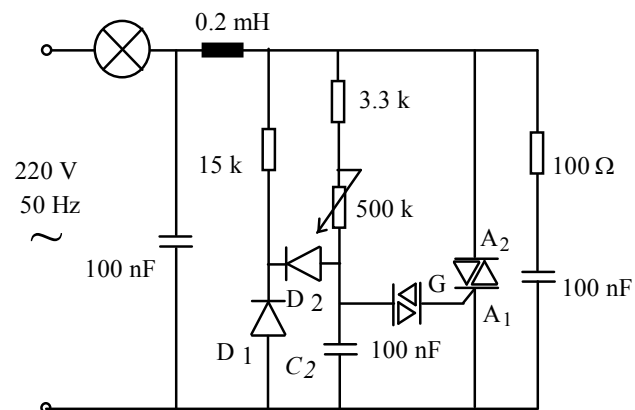
1.B. Rezistența dinamică negativă poate produce instabilitate 169

Problemă rezolvată 172, probleme propuse 174



## 6.2. Tranzistorul unijonțiune

- 2.A. Structură și simbol 175
- 2.B. Cum apare rezistența dinamică negativă 176
- 2.C. Aplicația tipică: oscilatorul de relaxare 180
- 2.D. Câte jonțiuni are tranzistorul unijonțiune programabil 185
- 2.E. Proiectarea unui oscilator de relaxare cu TUJ 187
- Problemă rezolvată 191, probleme propuse 192
- Lucrare experimentală 194



## 6.3. Diacul, tiristorul și triacul

- 3.A. Diacul 197
- 3.B. Tiristorul 198
- 3.C. Triacul 199
- 3.D. Variatoare de putere 200
- 3.E. Redresoare controlate 204
- Probleme propuse 207
- Lucrare experimentală 208

## 6.1. Comportarea generală

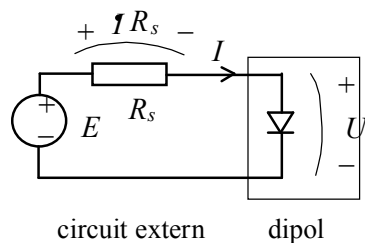
Printr-un dispozitiv de circuit cu două borne (**dipol**) care este **consumator** de energie electrică curentul circulă de la potențial ridicat la potențial coborât. La majoritatea dispozitivelor, creșterea mărimii curentului se obține odată cu creșterea tensiunii la borne, rezistența **dinamică** (sau diferențială) fiind **pozitivă**, adică  $dU/dI > 0$ . Așa se întâmplă în cazul rezistorului, al diodelor semiconductoare "obișnuite", etc. Există însă și dispozitive la care, pe anumite porțiuni, tensiunea scade la creșterea curentului, rezistența **dinamică** fiind **negativă**. Astfel de dispozitive sunt tranzistorul unijonctiune, dioda tunel, diacul, tiristorul și triacul; unele dintre ele vor fi studiate în detaliu în acest capitol.

Din această cauză, funcționarea lor este stranie: un tub fluorescent (cunoscut în România de cartier sub denumirea improprie de tub cu neon) are nevoie pentru aprindere de o tensiune mult mai mare decât vârful de 311 V furnizat de rețeaua de distribuție dar, după aprindere, tensiunea la borne trebuie să scadă sub tensiunea rețelei, altfel tubul s-ar distruge.

Pentru înțelegerea acestui tip de comportare va trebui să ne amintim că regimul de curent continuu este rezultatul unui **echilibru dinamic** între mișcarea purtătorilor de sarcină și acumulările de sarcină care crează câmpul electric ce determină această mișcare. Ca și în mecanică, putem avea stări de echilibru stabile și stări de echilibru instabile. Toate acestea devin esențiale atunci când avem de-a face cu dispozitivele cu rezistență dinamică negativă.

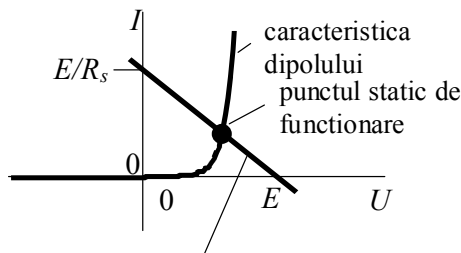
### 1.A. Evoluția punctului de funcționare pe caracteristică

Să legăm un dipol "cuminte", cum este dioda semiconductoare, într-un circuit cu o sursă ideală de tensiune cu valoarea  $E$  și un rezistor cu rezistența  $R_s$ , ca în Fig. 6.1 a). Punctul static de funcționare poate fi găsit prin metoda grafică a dreptei de sarcină (desenul b al figurii). Stările de echilibru în care poate să se găsească dipolul sunt cele de pe caracteristica sa statică  $I = f(U)$ ; pe de altă parte, restul circuitului face să fie respectată ecuația  $U = E - I \cdot R_s$  care se reprezintă grafic prin dreapta de sarcină. Intersecțiile acestora cu axele se află la  $E$  și la  $E/R_s$  iar panta, în modul, este  $1/R_s$ .



dipolul este legat in serie cu circuitul extern

a)



ecuația circuitului extern (dreapta de sarcina)

punctul de functionare trebuie sa respecte atat ecuația de functionare a dipolului (caracteristica sa statica) cit si pe cea a circuitului extern

b)

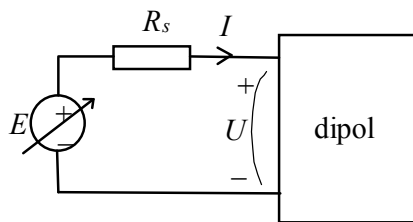
Fig. 6.1. Sistemul de ecuații care descrie funcționarea unui circuit cu diodă are întodeauna soluție unică.

Punctul de funcționare trebuie să îndeplinească ambele relații și se găsește la intersecția celor două grafice. Observăm că orice valoare am fi luat pentru tensiunea  $E$ , am fi obținut o singură intersecție între grafice:

pentru dispozitivele fără rezistență dinamică negativă, soluția sistemului de ecuații este întodeauna unică.

Înlocuim acum dioda cu un alt dipol, care are o caracteristică "cu întoarcere" ca cea din Fig. 6.2. Cu excepția porțiunii AB, caracteristica este una obișnuită: intensitatea curentului crește la creșterea tensiunii pe dispozitiv. În limbaj matematic, derivata  $dU/dI$ , numită **rezistența dinamică**, este pozitivă. Caracteristica devine verticală în punctele A și B; între aceste puncte dispozitivul se comportă straniu, intensitatea scade la creșterea tensiunii. Aici rezistența dinamică este **negativă**.

Să vedem ce efect are acest lucru asupra comportării circuitului. Păstrăm constantă rezistența  $R_s$  și creștem lent, pornind de la zero, tensiunea  $E$  a sursei. Dreapta de sarcină, păstrându-și panta constantă, se va deplasa paralel cu ea însăși, intersecția ei cu axa orizontală fiind întodeauna la valoarea  $E$ , așa cum se vede în Fig. 6.3.



tensiunea  $E$  este variată lent

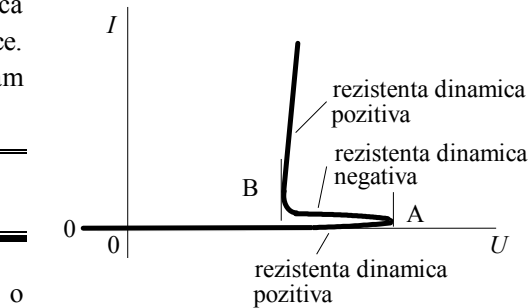


Fig. 6.2. Caracteristică statică cu regiune de rezistență dinamică negativă.

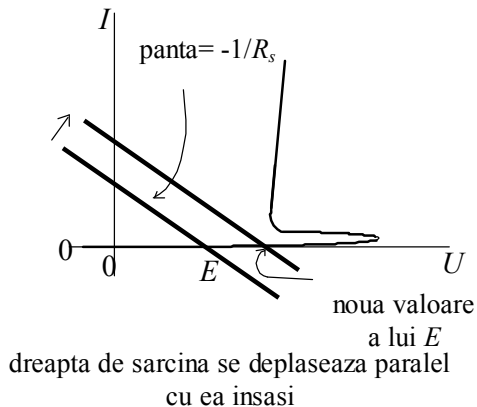


Fig. 6.3. Metoda dreptei de sarcină pentru un circuit construit cu un dipol cu rezistență dinamică negativă

Ținând cont de aceasta, să urmărim în Fig. 6.4 aventura punctului static de funcționare pe măsură ce creștem tensiunea  $E$ . Atâta timp cât valoarea  $E$  este mică (pozițiile i și ii ale dreptei de sarcină), intersecția între grafice este unică: curentul prin dipol crește împreună cu tensiunea pe dipol, dar rămâne la valori foarte mici, practic nule. Dipolul este **blocat**.

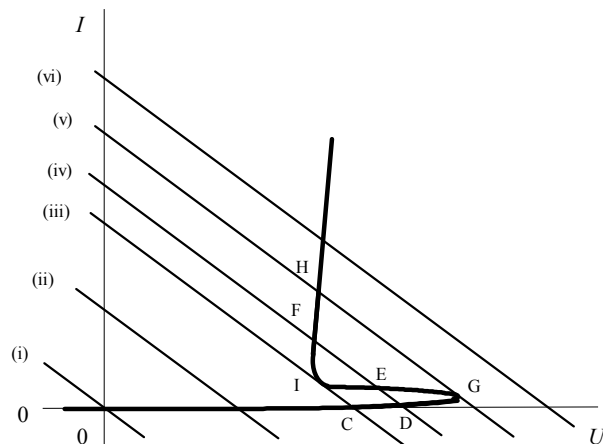


Fig. 6.4. Evoluția punctului de funcționare.

Crescând în continuare tensiunea  $E$ , obținem la un moment dat **două** soluții distincte ale sistemului de ecuații (poziția iii a drepte de sarcină) și apoi **trei** soluții distincte (poziția iv). Circuitului îi sunt accesibile, deci, trei ramuri diferite: CG, IH și IG. Punctele de pe ramura cu pantă negativă reprezintă stări **instabile** (vom vedea mai târziu de ce), și circuitul nu poate fi observat în aceste stări. Mai rămân două ramuri de stabilitate, CG și IH; cu aceleași valori ale lui  $E$  și  $R_s$  circuitul se poate găsi pe oricare dintre ele și, dacă nimic nu se modifică, rămâne pentru todeauna în acea stare. Avem un circuit ce prezintă un fenomen de **bistabilitate**.

Și totuși, noi am efectuat un experiment bine controlat: am crescut lent și continuu tensiunea  $E$ , începînd de la zero. Circuitul ar fi trebuit să fie obligat să aleagă. Așa se și întîmplă, înainte de a avea la dispoziție două ramuri de stabilitate, punctul de funcționare a evoluat obligatoriu pe traseul OC și va prefera ramura de stabilitate care continuă acest traseu, adică ramura CG (Fig. 6.5). Deși creșterea curentului este mai pronunțată, valoarea acestuia rămîne neesențială și dispozitivul continuă să fie blocat.

Aceasta se întîmplă (vezi Fig. 6.4) pînă cînd dreapta de sarcină ajunge în poziția (iv), devenind tangentă la caracteristica statică a dipolului în punctul G. Creșterea ulterioară a tensiunii  $E$  face ca soluția sistemului de ecuații să devină din nou **unică** (poziția v a drepte de sarcină). Fiind singura stare de echilibru (în plus, este și una de echilibru stabil), ea devine obligatorie pentru circuit (Fig. 6.6). Circuitul părăsește brusc starea G și trece în starea H, fără stări de echilibru intermediare. Din acest motiv, procesul **nu are loc pe caracteristica statică și nu poate fi reprezentat** pe graficul nostru. Circuitul dispărește practic din starea G și apare în starea H. De aceea, în Fig. 6.7 am unit aceste stări cu o linie punctată, un salt brusc, ajungînd în punctul H

Comutarea bruscă între aceste stări determină apariția unui curent important prin dispozitiv (dispozitivul se "amorsează"), concomitent cu scăderea tensiunii la bornele sale. Raportul  $\Delta U/\Delta I$  este **negativ** pentru această schimbare de stare, semn clar că avem un dispozitiv cu rezistență dinamică negativă.

Amorsarea este un fenomen cu totul diferit de

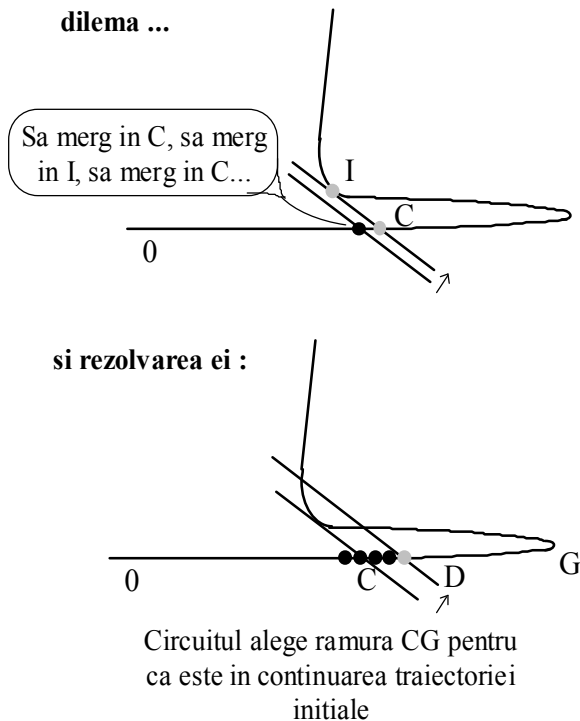


Fig. 6.5. Soluție multiplă a sistemului de ecuații.

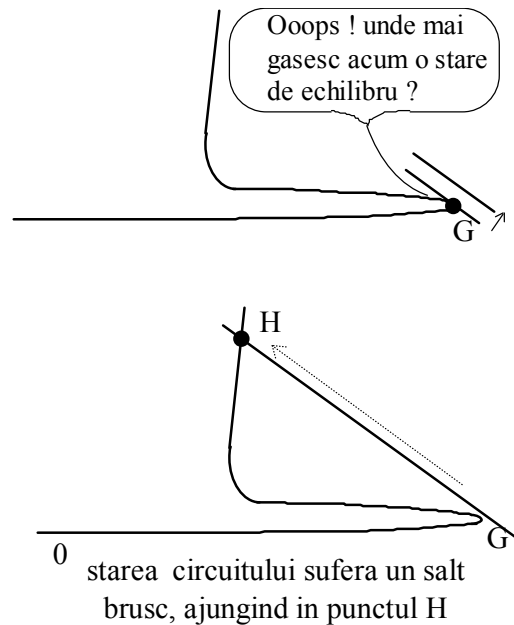


Fig. 6.6. Comutarea din starea blocată în starea de conducție (amorsarea).



intrarea în conducție directă a diodelor sau străpungerea lor inversă. Acolo, evoluția are loc prin stări de echilibru și este graduală și reversibilă; modificând tensiunea sursei putem plimba înainte și înapoi punctul de funcționare pe caracteristică. În cazul amorsării, însă, odată atinsă tensiunea de prag, evoluția scapă de sub control și punctul de funcționare "sare" în alt loc pe caracteristică; micșorarea tensiunii sursei nu aduce înapoi punctul de funcționare, nici măcar printr-un salt invers. Toate aceste ciudățenii sunt cauzate de rezistența dinamică negativă

În ce loc, pe caracteristica dipolului, pierdem controlul asupra punctului de funcționare și are loc saltul de amorsare? Din cele spuse anterior rezultă că acest lucru se întâmplă în punctul G, acolo unde caracteristica este tangentă la dreapta de sarcină. Cum "întoarcerea" caracteristicii este bruscă, această poziție este practic identică cu punctul de întoarcere unde caracteristica devine verticală.

Amorsarea are loc atunci când tensiunea pe dipol ajunge la **tensiunea de amorsare (breakover voltage în limba engleză)**; aceasta este egală, practic, cu tensiunea de la punctul de întoarcere a caracteristicii.

Revenind la Fig. 6.4, creșterea în continuare a tensiunii  $E$  deplasează punctul de funcționare dincolo de punctul H, pe porțiunea cu pantă pozitivă, curentul și tensiunea pe dispozitiv crescând. Creșterea tensiunii este însă foarte lentă, așa că putem considera că ea rămâne practic constantă. Această valoare este **tensiunea reziduală** în starea amorsată.

Să efectuăm acum experimentul în sens invers, micșorând continuu și lent tensiunea  $E$ . Începând cu poziția (v) a drepte de sarcină avem din nou trei soluții, dintre care numai două sunt stări de echilibru stabil. Numai că, acum, punctul de funcționare va evolua pe ramura HI, pentru că ea este în continuarea traiectoriei inițiale. Când dreapta de sarcină coboară sub poziția (iii), soluția redevine unică și circuitul trece brusc din starea I în starea C. Curentul scade brusc în timp ce tensiunea are un salt pozitiv; din nou raportul  $\Delta U/\Delta I$  este negativ, trădând rezistența dinamică negativă a dispozitivului.

Acest salt a produs blocarea **dipolului**. Deoarece înainte de blocare caracteristica este aproape verticală, tensiunea modificându-se puțin, trebuie să identificăm punctul unde are loc blocarea prin valoarea curentului. Astfel, dipolul se blochează dacă intensitatea curentului coboară și atinge o limită numită **curent minim de menținere**, sau, mai simplu, curent de menținere (**holding current** în limba engleză). Curentul de menținere este aproximativ egal cu intensitatea la care are loc a doua întoarcere a caracteristicii (minim local pentru tensiune). În concluzie,

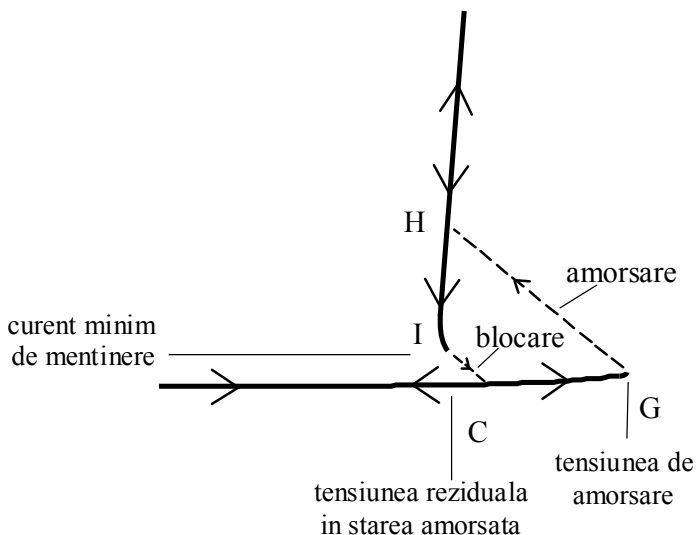


Fig. 6.7. Evoluția cu histerzis a punctului de funcționare.

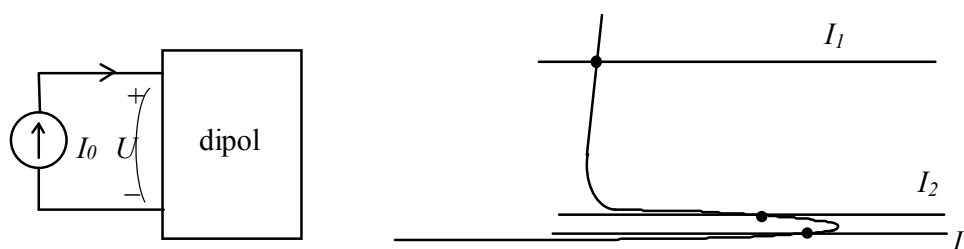
pentru a bloca dispozitivul, curentul trebuie coborât sub curentul minim de menținere.

Să recapitulăm (Fig. 6.7). Crescând și apoi scăzând tensiunea  $E$  a sursei, am deplasat lent punctul de funcționare pe caracteristică, putând măsura coordonatele, adică am trasat experimental caracteristica. Există, însă, o porțiune a caracteristicii care a fost inaccesibilă, aceea dintre punctele G și I, puncte unde dreapta de

sarcină este tangentă la caracteristică. Evitarea porțiunii inaccesibile se face prin două salturi bruște; descrierea caracteristicii se face pe un drum la creșterea tensiunii  $E$  (între punctele C și G și apoi saltul GH) și pe altul la scăderea tensiunii (între punctele H și I și apoi saltul IC). Datorită acestora, descrierea caracteristicii a fost făcută cu histerezis: ramura CG poate fi parcursă numai înainte de amorsare, pe când ramura HI este parcursă numai după amorsare.

### 1.B. Rezistența dinamică negativă poate produce instabilitate

Putem spera că utilizând o sursă ideală de curent și dreapta de sarcină devenind orizontală, ca în Fig. 6.8, am putea vizualiza întreaga caracteristică, pentru că vom avea peste tot soluție unică.



prin utilizarea unei surse ideale de curent  
obținem întodeauna soluție unică

Fig. 6.8. Încercarea de a trasa caracteristica prin utilizarea unei surse de curent.

Realitatea este însă necruțătoare: între capetele dipolului există întodeauna o capacitate parazită și starea circuitului este instabilă. Astfel, producerea de oscilații este una din aplicațiile frecvente ale dispozitivelor cu rezistență dinamică negativă.

Să vedem de ce este circuitul instabil. Pentru ca circuitul să fie într-o stare de echilibru, tensiunea pe condensator (Fig. 6.9) trebuie să fie constantă, deci curentul prin el trebuie să fie nul. Deoarece intensitatea curentului este egală cu viteza de variație a sarcinii  $I_C = dQ/dt$  iar capacitatea este, prin definiție,  $C = Q/U$ , curentul prin condensator este legat de tensiune prin relația

$$I_C = C \cdot \frac{dU}{dt}. \quad (6.1)$$

La echilibru tensiunea nu mai variază,  $I_C$  trebuie să fie zero, ceea ce înseamnă că intensitatea curentului prin dipol este **perfect egală** cu cea furnizată de sursa de curent  $I = I_0$ , ca în Fig. 6.9 a).

Presupunem că am atins această stare undeva pe o porțiune cu rezistența dinamică pozitivă. Apoi, datorită unor fluctuații, sarcina de pe condensator crește cu cantitatea  $\Delta Q$ , foarte mică. Din acest motiv, tensiunea pe condensator crește cu  $\Delta U$  ( $\Delta U \ll U$ ) și modifică punctul de funcționare, ca în desenul b). Cum **rezistența dinamică a dipolului este pozitivă** în acest punct, are loc o creștere a curentului prin dipol, curentul suplimentar descarcând condensatorul și eliminând sarcina apărută în exces. Pe măsură ce tensiunea  $U$  scade, scade și curentul prin dipol, restabilindu-se din nou echilibrul  $I = I_0$ .

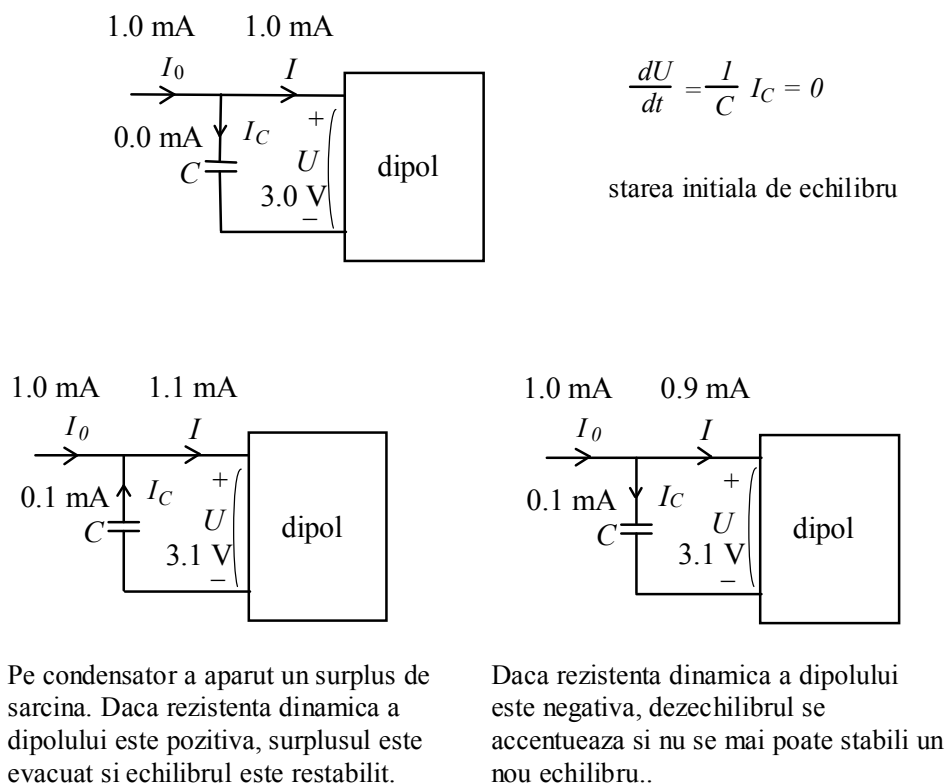


Fig. 6.9. Rezistența dinamică negativă produce instabilitate.

Dacă, însă, am fi fost inițial pe porțiunea cu **rezistență dinamică negativă**, ca în desenul c) al figurii, încărcarea suplimentară a condensatorului ar fi provocat **micșorarea** curentului  $I$  prin dipol; astfel, în loc ca sarcina apărută suplimentară să fie eliminată, abaterea de la echilibru ar fi fost accentuată prin încărcarea în continuare a condensatorului. În regiunea cu rezistență dinamică negativă este, astfel, imposibilă atingerea unui nou punct de echilibru. Rezultatul imediat este părăsirea porțiunii de rezistență dinamică negativă prin **blocarea** dipolului și continuarea încărcării cu viteză constantă a condensatorului. Vom vedea mai târziu, la studiul tranzistorului unijonctiune, că încărcarea nu continuă la nesfârșit, circuitul începând să oscileze ciclic.

## Enunțuri frecvent utilizate

(atât de frecvent încât merită să le memorați)

- La circuitele cu dispozitive care nu au rezistență dinamică negativă soluția sistemului de ecuații care stabilește punctul static de funcționare este unică.
- În cazul dispozitivelor cu regiuni de rezistență dinamică negativă, în anumite condiții, soluția sistemului de ecuații este multiplă.
- Din acest motiv, circuitul prezintă fenomenul de bistabilitate: la aceleași condiții externe se poate găsi în oricare dintre două stări stabile.
- Circuitul are memorie, păstrându-și starea chiar la anumite modificări ale condițiilor externe.
- Pentru ca dispozitivul să se amorseze (printr-un salt brusc) este nevoie ca tensiunea pe dispozitiv să ajungă la tensiunea de amorsare (punctul de întoarcere a caracteristicii situat în dreapta).
- Din această cauză, aceste dispozitive pot fi utilizate ca și comparatoare de tensiune.
- Dacă intensitatea curentului scade sub valoarea minimă de menținere, dispozitivul se blochează; curentul de menținere este aproximativ egal cu coordonata punctului de întoarcere din stânga.
- Datorită salturilor de amorsare și blocare, parcurgerea caracteristicii se face cu histerezis, porțiunea cu rezistență dinamică negativă fiind în cea mai mare parte inaccesibilă.
- Nici înlocuirea rezistenței de sarcină cu o sursă de curent nu permite trasarea porțiunii cu rezistență dinamică negativă din caracteristică, această porțiune producând instabilitate în prezența unei capacități parazite.
- Din acest motiv, dispozitivele cu rezistență dinamică negativă sunt utilizate în oscilatoare.

## Termeni noi

- **bistabilitate** existența a două stări stabile diferite, pentru aceleași condiții externe; starea anume în care se găsește circuitul depinde de istoria sa;
- **amorsare** trecerea bruscă, prin stări de neechilibru, din starea de curent practic nul într-o stare în care mărimea curentului este semnificativă;
- **blocare** trecerea bruscă, prin stări de neechilibru, din starea amorsată în starea blocată, unde curentul este practic nul;
- **tensiune de amorsare** valoarea tensiunii pe dispozitiv la atingerea căreia are loc saltul de amorsare;
- **curent minim de menținere** valoarea minimă posibilă a curentului în starea amorsată; la atingerea acesteia, dispozitivul se blochează;

### Problemă rezolvată

Un dispozitiv ce are caracteristica din Fig. 6.10 a) este legat într-un circuit, ca în desenul b) al acelei figuri. Tensiunea sursei nu este menținută constantă ci evoluează, avînd forma de undă din desenul c). Determinați evoluția în timp a tensiunii pe dispozitiv și a curentului.

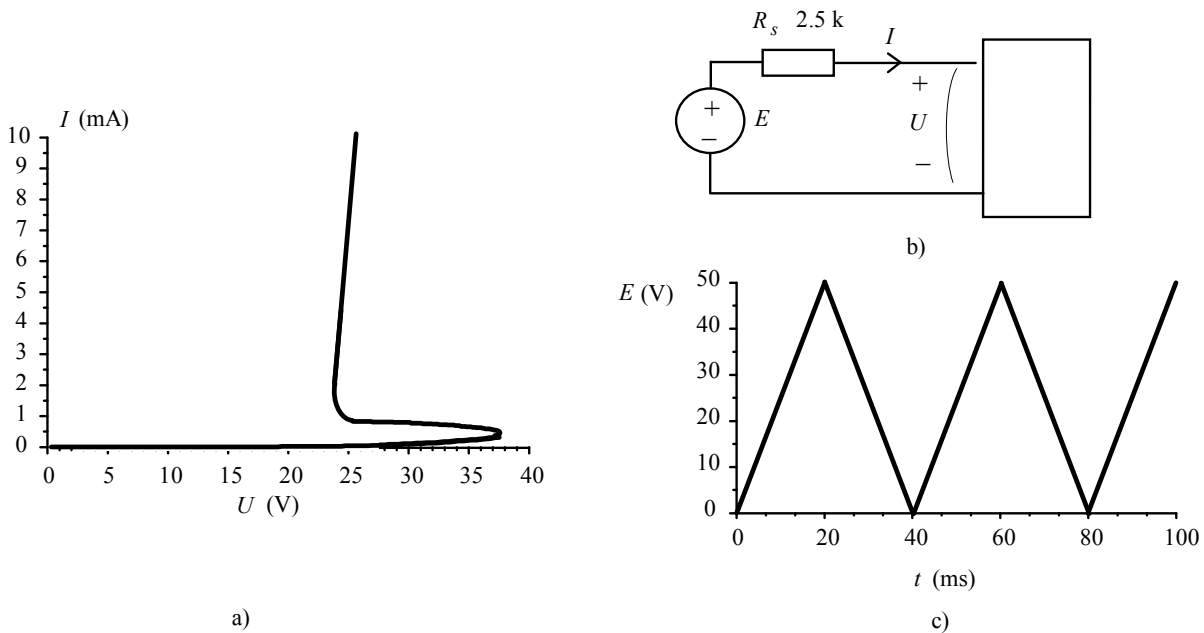


Fig. 6.10.

### Rezolvare

Inițial tensiunea sursei este nulă, deci dispozitivul este blocat. Tensiunea  $E$  crește liniar, cu o viteză de  $50 \text{ V}/20 \text{ ms} = 2.5 \text{ V/ms}$  și cât timp aceasta nu ajunge la tensiunea de amorsare, dispozitivul rămîne blocat. În stare de blocare  $I = 0$ , căderea de tensiune pe rezistență e nulă și, deci,  $U(t) = E(t)$ , așa cum se vede în Fig. 6.11 a), unde am desenat cu linie punctată evoluția lui  $E$ . Pentru a afla cât durează această situație, trebuie să estimăm din caracteristică tensiunea de amorsare. Aceasta este de 38 V și sursei  $E$  îi trebuie  $\frac{38 \text{ V}}{2.5 \text{ V/ms}} = 15.2 \text{ ms}$  ca să ajungă la ea. În concluzie starea de blocare durează primele 15.2 ms.

La atingerea tensiunii de amorsare are loc saltul specific dispozitivelor cu rezistență dinamică negativă și valoarea tensiunii  $U$  pe dispozitiv se prăbușește brusc la valoarea tensiunii reziduale, pe care o citim din grafic: aproximativ 25 V. În consecință, la  $t = 15.2 \text{ ms}$ , curentul crește brusc de la zero la  $\frac{38 \text{ V} - 25 \text{ V}}{2.5 \text{ k}\Omega} = 5.2 \text{ mA}$ , după cum se vede în graficul din Fig. 6.11 b). În continuare, atîta timp cât dispozitivul rămîne amorsat, tensiunea pe el va fi practic 25 V iar curentul va evolua conform ecuației

$$I(t) = \frac{E(t) - 25 \text{ V}}{2.5 \text{ k}\Omega};$$

cum variația lui  $E$  este liniară, liniară va fi și evoluția curentului. El va atinge valoarea maximă odată cu tensiunea  $E$ , ajungând acolo la  $(50 \text{ V} - 25 \text{ V})/2.5 \text{ k}\Omega = 10 \text{ mA}$ . Cît timp va rămîne dispozitivul în starea amorsată ? Dacă am uitat, ne întoarcem pe pagina anterioară și aflăm că valoarea curentului trebuie să scadă pînă la valoarea minimă de menținere. Din caracteristică, aceasta rezultă a fi la 1 mA. Introducem în expresia curentului și găsim tensiunea  $E$

$$1 \text{ mA} = \frac{E(t) - 25 \text{ V}}{2.5 \text{ k}\Omega} \Rightarrow E = 25 \text{ V} + 2.5 \text{ V} = 27.5 \text{ V}.$$

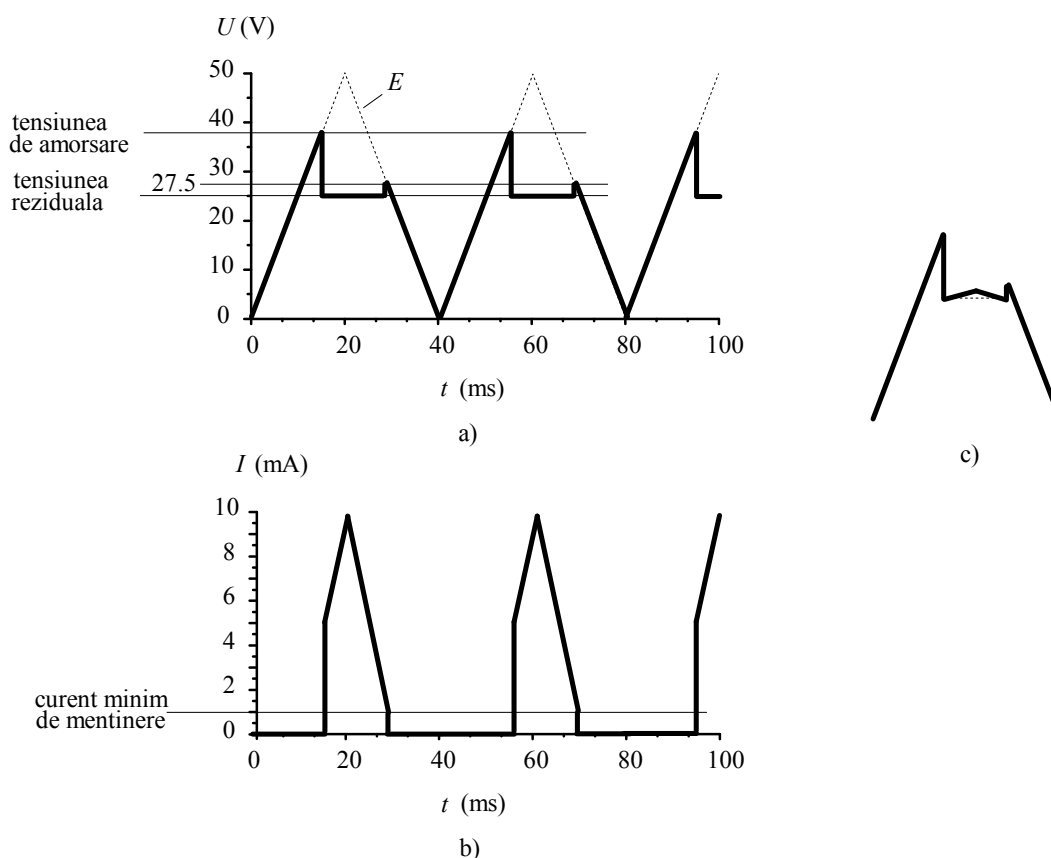


Fig. 6.11.

Ca să coboare de la valoarea maximă de 50 V pînă la această valoare, trebuie să treacă un timp de  $\frac{50 \text{ V} - 27.5 \text{ V}}{2.5 \text{ V/ms}} = \frac{22.5 \text{ V}}{2.5 \text{ V/ms}} = 9 \text{ ms}$ . La momentul  $(20 + 9) \text{ ms} = 29 \text{ ms}$ , dispozitivul se blochează: curentul

sare brusc la zero iar tensiunea pe dispozitiv se schimbă de la valoarea reziduală de 25 V la valoarea lui  $E$  din acel moment, adică la 27.5 V. În continuare, dispozitivul fiind blocat, curentul este nul iar tensiunea  $U$  este identică cu  $E$ . Cum forma de undă a sursei de tensiune este periodică, la momentul  $t = 40 \text{ ms}$  ciclul se reia.

Dacă suntem exagerat de scrupuloși putem ține seama că, după amorsare, tensiunea pe dispozitiv crește puțin la creșterea curentului, fiind de 26 V la curentul de 10 mA. Putem corecta, astfel, evoluția tensiunii  $U$ , ca în desenul c) al figurii.

## Probleme propuse

**P 6.1.1.** Un dispozitiv cu rezistență dinamică negativă are o caracteristică de forma celei din Fig. 6.12. Tensiunea de amorsare este de 25 V, tensiunea reziduală în starea amorsată este de 15 V iar curentul minim de menținere are valoarea de 0.2 mA. Dispozitivul este polarizat cu o sursă de tensiune de 20 V legată în serie cu o rezistență de 5 k $\Omega$ . Unde se găsește punctul de funcționare al circuitului, și care este starea sa (amorsată sau blocată) ?

**P 6.1.2.** Tensiunea sursei este crescută la 30 V. Estimați unde se va găsi noul punct de funcționare și în ce stare se găsește circuitul.

**P 6.1.3.** Cu aceeași tensiune a sursei de 30 V, rezistența externă este crescută la valoarea 150 k $\Omega$ . În ce stare se va găsi circuitul ?

**P 6.1.4.** Un bec cu neon pentru semnalizarea funcționării unui fier de călcat are tensiunea reziduală în stare amorsată de 100 V și, pentru a fi vizibil, are nevoie de un curent de aproximativ 0.3 mA. Ce rezistență trebuie montată în serie cu becul, pentru a asigura acest regim de funcționare când circuitul este alimentat la rețea ?

**P 6.1.5.** Cum trebuie să fie tensiunea de amorsare a becului din problema precedentă, pentru a nu avea nevoie de dispozitive speciale pentru aprindere (tuburile fluorescente au).

**P 6.1.6.** Și acum, o întrebare mai delicată. În stare amorsată, printr-un tub fluorescent utilizat la iluminare, curentul este alternativ și trece de două ori într-o perioadă prin valoarea nulă. În consecință, tubul ar trebui să se blocheze și să aibă nevoie să fie amorsat din nou la fiecare semiperioadă. Știți bine că nu aceasta este situația, amorsarea se face numai la pornirea tubului. Ce semnificație are, pentru tub, caracteristica statică ?

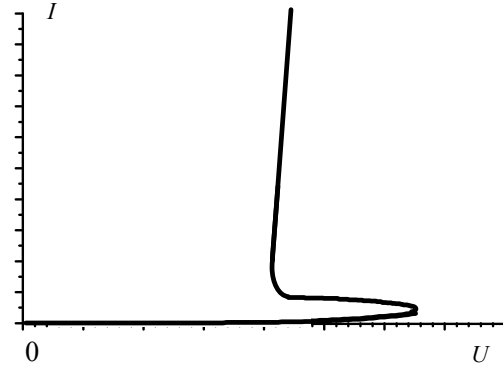


Fig. 6.12.

## 6.2. Tranzistorul unijonțiune

### 2.A. Structură și simbol

Primul dispozitiv cu rezistență dinamică negativă pe care îl studiem este **tranzistorul unijonțiune** (prescurtat TUJ în lb. română și UJT în lb. engleză), numit la începuturi și **diodă cu bază dublă**. El a fost creat pentru a fi utilizat în **oscilatoare de relaxare** pentru producerea unor tensiuni cu formă de undă periodică triunghiulară și a unor pulsuri de curent scurte și intense. Tranzistorul unijonțiune este un **dispozitiv cu trei terminale**, folosit pentru **caracteristica sa de intrare care are o regiune de rezistență dinamică negativă**. Simbolul său este prezentat în Fig. 6.1 a) într-un circuit tipic; între cele două baze se aplică tensiunea continuă  $V_{BB}$ , de ordinul 10-30 V, iar caracteristica de intrare se definește între **emitorul E** și baza  $B_1$ .

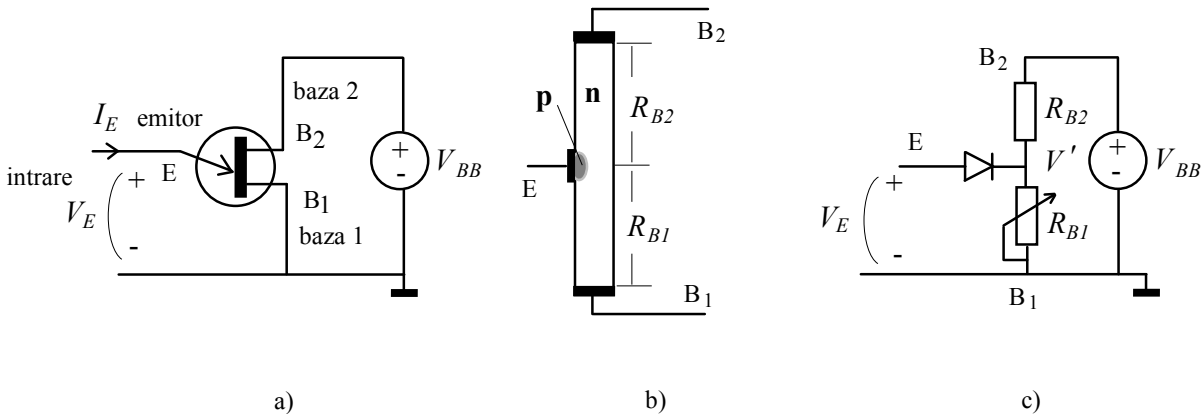


Fig. 6.13. Tranzistorul unijonțiune: simbol (a), structură fizică (b) și model (c).

Deoarece structura sa este simplă, merită să ne ocupăm de principiul său de funcționare, cu speranța de a vedea **cum apare rezistența dinamică negativă**. Una din variantele sale constructive, simplificată, este reprezentată în Fig. 6.13 b). Unei bare de siliciu de tip  $n$  i se atașează la capete contacte metalice, care constituie cele două baze,  $B_1$  și  $B_2$ . Pe această bară, aproximativ la jumătate, se realizează prin dopare, o joncțiune pn, regiunea  $p$  fiind conectată la terminalul extern al **emitorului**.

**În absența curentului de emitor**, tranzistorul poate fi modelat ca în desenul c). Între punctul unde s-a realizat joncțiunea și baze există "rezistențele" electrice  $R_{B1}$  și  $R_{B2}$ , suma lor fiind egală cu "rezistența" **interbază**  $R_{BB}$ , de ordinul a 5-10 k $\Omega$ .. Am folosit aici ghilimele, deoarece materialul este semiconductor și comportarea nu este aceea a unui rezistor: de exemplu  $R_{BB}$  depinde de valoarea tensiunii  $V_{BB}$ . În continuare, însă, din comoditate, vom renunța la ghilimele. Rezistența  $R_{B1}$  a fost desenată ca una reglabilă deoarece, așa cum vom vedea, valoarea ei se schimbă datorită golurilor aduse de curentul de emitor.

Cele două rezistențe se comportă ca un divizor de tensiune fără sarcină și determină un potențial al punctului de interconexiune egal cu

$$V' = \frac{R_{B1}}{R_{B1} + R_{B2}} V_{BB} = \frac{R_{B1}}{R_{BB}} V_{BB} = \eta V_{BB} \quad (6.2)$$

cu  $\eta = \frac{R_{B1}}{R_{BB}}$



Factorul adimensional  $\eta = R_{B1}/R_{BB}$  este numit **raport de divizare intrinsec (intrinsic standoff ratio** în lb. engleză); pentru cele mai multe tipuri de TUJ el este aproximativ egal cu  $1/2$ .

## 2.B. Cum apare rezistența dinamică negativă

Păstrînd tensiunea  $V_{BB}$  constantă, să investigăm caracteristica de intrare  $I_E$  în funcție de potențialul  $V_E$  (Fig 6.14). Atît timp cît  $V_E \leq V'$ , joncțiunea este blocată și prin ea curentul este practic nul. De fapt, curentul de emitor nu este chiar zero ci are valori de ordinul zecilor de nA, ca la orice diodă cu siliciu polarizată invers. Evoluția acestuia poate fi observată pe detaliul din aceeași figură. Pentru ca joncțiunea să se deschidă este nevoie ca potențialul  $V_E$  să fie cu aproximativ 0.6 V mai ridicat decît  $V' = \eta V_{BB}$ .

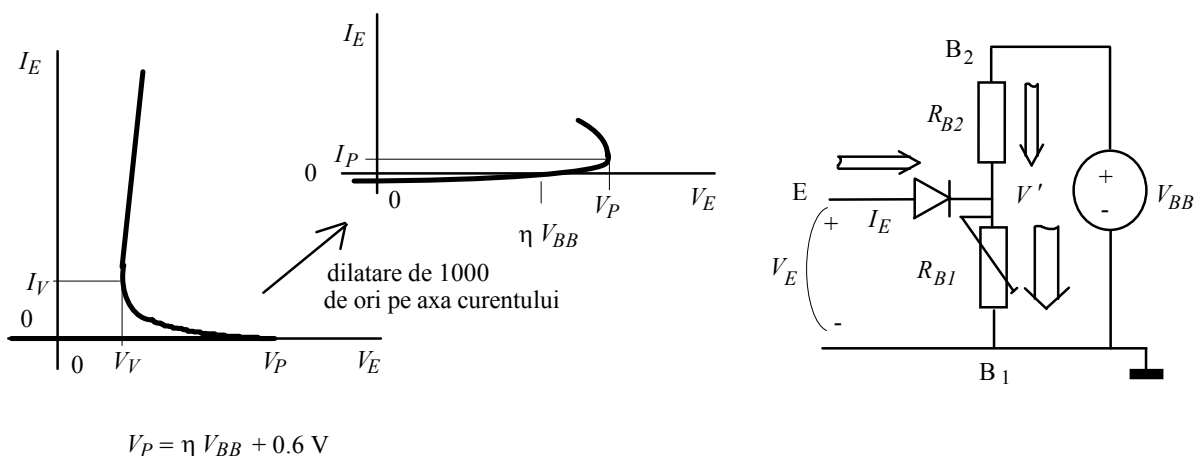


Fig. 6.14. Caracteristica de intrare a tranzistorului unijoncțiune.

În momentul în care joncțiunea începe să se deschidă ( $V_E \cong \eta V_{BB} + 0.6 \text{ V}$ ) un curent de goluri (purători de sarcină pozitivi) este injectat în bară prin contactul emitorului. Curentul electric se întoarce la masă prin contactul  $B_1$ , pe unde sosesc electroni ce neutralizează golurile. Scriind bilanțul curenților

$$I_E + \frac{V_{BB} - V'}{R_{B2}} = \frac{V'}{R_{B1}} \quad (6.3)$$

obținem evoluția potențialului intern  $V'$

$$V' = \frac{R_{B1}}{R_{B1} + R_{B2}} V_{BB} + I_E \frac{R_{B1} R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}}. \quad (6.4)$$

Dacă  $R_{B1}$  și  $R_{B2}$  ar fi fost **rezistoare**, rezistențele lor nu s-ar fi modificat datorită creșterii curentului  $I_E$ ; astfel, primul termen al sumei din relația anterioară ar fi rămas constant iar al doilea ar fi crescut. În consecință,  $V'$  ar fi crescut la creșterea lui  $I_E$  și, cum  $V_E \cong V' + 0.6 \text{ V}$  (tensiunea pe joncțiunea deschisă crește extrem de puțin), împreună cu el ar fi crescut și potențialul emitorului.

În cazul tranzistorului unijoncțiune însă, lucrurile se întâmplă cu totul altfel. Apariția în porțiunea inferioară a barei de siliciu a unor purători suplimentari determină **scăderea semnificativă a rezistenței  $R_{B1}$** ,

deoarece concentrația inițială de purtători liberi nu era prea mare. În consecință, raportul  $\frac{R_{B1}}{R_{B1} + R_{B2}}$  se micșorează. Scăderea acestui raport este atât de accentuată încât, deși  $I_E$  crește, ambii termeni ai relației (6.3) scad, ducând la scăderea lui  $V'$ . Astfel, tensiunea pe joncțiune  $V_E - V'$  crește și mai mult ducând în continuare la creșterea curentului de emitor ș.a.m.d.. Acesta este un fenomen de **reacție pozitivă**, în care efectul (creșterea lui  $I_E$ ) accentuează cauza care l-a produs (deschiderea diodei). Deși tensiunea pe joncțiune crește cu câteva zecimi de volt, datorită prăbușirii potențialului intern  $V'$  **tensiunea emitorului  $V_E$  scade puternic la creșterea curentului de emitor.**

Avem de-a face aici cu un efect cu importanță excepțională în viața de fiecare zi și atât de utilizat în electronică încât îi vom dedica două capitole speciale: este **reacția (feed-back în limba engleză)**. O consecință (creșterea curentului prin rezistența  $R_{B1}$ ) acționează asupra cauzei care a produs-o (deschiderea joncțiunii datorată creșterii diferenței de potențial  $V_E - V'$ ). Aceasta se întâmplă deoarece creșterea curentului provoacă ea însăși scăderea rezistenței  $R_{B1}$  prin care trece, așa cum se poate observa în echivalentul hidraulic din Fig. 6.15.

Nu este prima dată când întâlnești reacția, ea era o prezență tăcută în majoritatea sistemelor fizice pe care le-ai studiat. Deplasarea punctului material pe fundul gropii de potențial din Fig. 6.16 a) conduce la apariția unei forțe ce produce o accelerație care, în timp, determină o deplasare a punctului material în sens invers deplasării inițiale. Spunem că reacția este **negativă**, ea având tendința să diminueze orice modificare a stării.

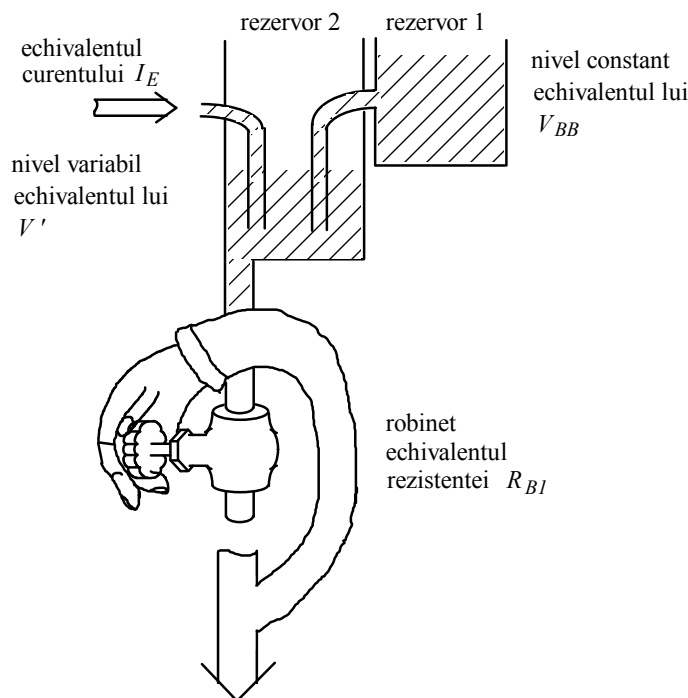


Fig. 6.15. Reacția pozitivă responsabilă de apariția rezistenței dinamice negative: debitul deschide el însuși robinetul prin care trece.

Reacția negativă este responsabilă pentru caracterul stabil al echilibrului.

Ori de câte ori scriem ecuații pentru regimul de curent continuu (un regim de echilibru dinamic stabil), nu facem decât să exprimăm mai sintetic niște proprietăți ale unei mulțimi de stări; reacția negativă determină însă, de fiecare dată, ca circuitul să rămână stabil în fiecare din aceste stări. Caracteristica statică ascunde, deci, în spatele ei, efortul depus de reacția negativă. Chiar în cazul banal al divizorului rezistiv, dacă scriem ecuațiile circuitului și le reprezentăm prin blocuri (desenul b al figurii), reacția negativă este evidentă: creșterea curentului determină creșterea potențialului  $V_A$  care, la rândul ei, prin legea lui Ohm pe rezistența  $R_1$ , provoacă scăderea curentului.

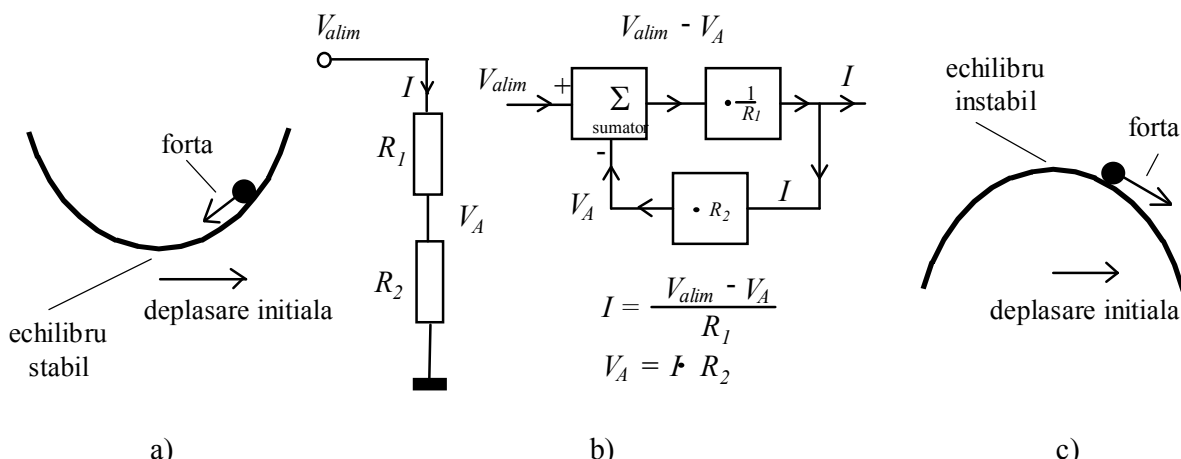


Fig. 6.16. Reacția negativă produce stabilitatea echilibrului (a și b), pe când reacția pozitivă determină instabilitatea acestuia (c).

*Observație* În schema bloc din desenul b), dreptunghiurile reprezintă diferite operații matematice (sumare, înmulțire cu constante, etc) pe când liniile cu săgeți simbolizează modul în care mărimile de stare ale circuitului sunt prelucrate de aceste operații. Este, de fapt, o reprezentare grafică a sistemului de două ecuații scris mai jos. Nu confundați acest tip de scheme bloc cu schemele circuitelor unde liniile reprezintă conductoarele de legătură prin care circulă curenți electrici.

Spre deosebire de această situație, în cazul sistemului din Fig.6.16 c) forța care apare ca urmare a deplasării produce, la rîndul ei, o deplasare în același sens, accentuînd deplasarea inițială. Reacția este **pozitivă** și sistemul nu se mai întoarce spre poziția de echilibru. Dacă exista un punct de echilibru, acela era instabil și la o fluctuație, oricît de mică, reacția pozitivă îndepărtează rapid sistemul de acea stare, fără posibilitatea atingerii unui nou echilibru.

Deși simplu, exemplul din Fig.6.16 c) este unul atipic. În general, pentru a provoca instabilitatea sistemului gradul de reacție pozitivă trebuie să depășească o anumită valoare critică (vom defini riguros gradul de reacție în alt capitol, aici este suficient să știm că reacțiile pot fi mai slabe sau mai intense).

Dacă reacția pozitivă depășește un anumit grad critic, ea provoacă instabilitatea sistemului.

Înțelegem acum de ce porțiunea de caracteristică cu rezistență dinamică negativă nu putea fi investigată experimental: strict vorbind, ea nici nu există, reacția pozitivă face întregul circuit instabil și în absența unei stări de echilibru nu putem vorbi de un punct static de funcționare.

Să revenim la caracteristica tranzistorului unijuncțiune. Scăderea potențialului emitorului la creșterea curentului de emitor, reprezentată prin porțiunea de pantă negativă, nu continuă la nesfârșit deoarece la curenți  $I_E$  mai mari concentrația de purtători injectați ajunge atît de mare încît devin dominante alte procese care scurtează durata lor de viață. Astfel,  $R_{B1}$  scade din ce în ce mai lent și, datorită creșterii lui  $I_E$ , creșterea termenului al doilea al relației (6.3) începe să domine scăderea lentă a primului termen. De la o anumită valoare a lui  $I_E$ , potențialul  $V'$  și, corespunzător, potențialul emitorului, încep din nou să crească. Reacția a devenit din nou negativă și regiunea cu rezistență dinamică negativă s-a încheiat.

Textele care au descris primele tranzistoare unijuncțiune realizate obișnuiau să deseneze caracteristica de intrare în coordonate  $V_E = f(I_E)$ , ca în Fig 6.16. În acest mod, punctul în care tensiunea avea un maxim apărea ca un "vîrf" (peak în lb. engleză) iar cel în care tensiunea avea un minim apărea ca o "vale" (valley în lb. engleză). Aceste puncte sunt extrem de importante pentru că delimitează regiunea cu rezistența dinamică

negativă, iar coordonatele lor sunt date în foile de catalog și sunt esențiale în proiectarea aplicațiilor. Cum în limba română cuvîntul vîrf începe cu aceeași literă ca și vale, vom utiliza, ca peste tot în știință, **termenul de jargon "pic"**.

Deși azi se lucrează cel mai frecvent în coordonatele  $I_E = f(V_E)$ , denumirile de pic și vale s-au păstrat și sunt utilizate sistematic atunci cînd este vorba despre tranzistoare unijoncțiune. Curenții de pic sunt de ordinul a zece microamperi, pe cînd cei de vale sunt de aproape 1000 de ori mai mari, de ordinul a zece miliamperi. Tensiunea de vale depinde slab de valoarea tensiunii interbază  $V_{BB}$  și este în domeniul 1-3 V.

Comparînd caracteristica TUJ din Fig. 6.14 cu caracteristica considerată la secțiunea 6.1 pentru un dipol oarecare cu rezistență dinamică negativă, constatăm că au aceeași formă. Tensiunea de amorsare se numește la TUJ tensiune de vîrf, tensiunea reziduală este practic tensiunea de vale iar curentul minim de menținere este curentul de vale. Poate că e bine să ne construim un "dicționar", ca în Tabelul 6.1.

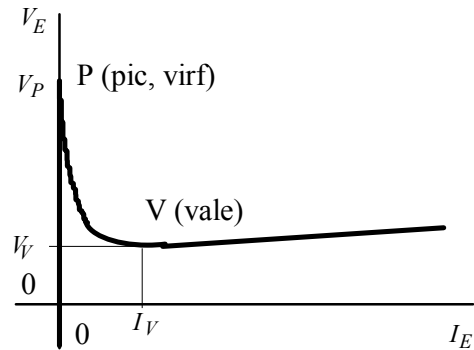


Fig. 6.16. Aceeași caracteristică de intrare a tranzistorului unijoncțiune, desenată cu tensiunea în funcție de curent.

Tabelul 6.1  
Termeni utilizați la TUJ

Termeni generali pentru dispozitive cu rezistență dinamică negativă	Termeni utilizați la TUJ
tensiune de amorsare	tensiune de vîrf (pic)
tensiune reziduală	tensiune de vale
curent minim de menținere	curent de vale

Merită să comentăm o caricatură, prezentată de aproape toate textele introductive despre TUJ, drept caracteristica sa statică (Fig. 6.17). În primul rînd, pe axe nu sunt trecute gradațiile: scalele nu sunt de nici un tip, nici liniare, nici logaritmice (pe o scală logaritmică nu poate apărea valoarea zero pentru simplul motiv că  $\log(0) = -\infty$ ). De aceea, curentul de pic apare doar de cîteva ori mai mic decît cel de vale. De unde vine acest desen, reprodus cu o consecvență demnă de cauze mai bune? Este **schita calitativă** prezentată în prima pagină a foilor de catalog **pentru definirea** punctelor de pic și vale. Și cum autorii respectivi nu s-au aventurat dincolo de prima pagină (și, bineînțeles, nici să măsoare sau să utilizeze un astfel de tranzistor) ...

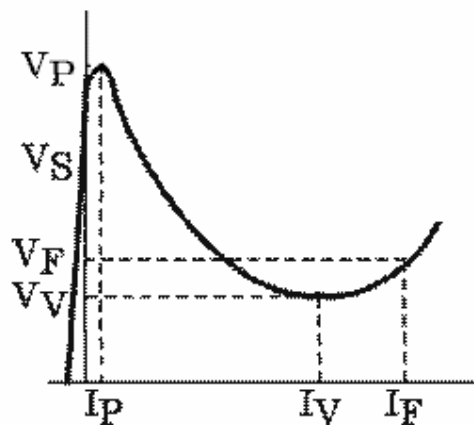


Fig. 6.17.

## 2.C. Aplicația tipică: oscilatorul de relaxare

În fizică și electronică sunt întâlnite frecvent oscilații de un tip special, numite **oscilații de relaxare**. Caracteristicile lor esențiale pot fi enunțate pe un exemplu simplu: oscilațiile nivelului apei într-o cadă de baie, între două praguri:

- există un rezervor (cada) pentru mărimea care va oscila (cantitatea de apă);
- există un proces continuu de alimentare a rezervorului: robinetul de alimentare este lăsat deschis;
- există un dispozitiv care determină momentul când nivelul apei atinge pragul superior (nivelul maxim permis): de exemplu un operator uman;
- în momentul atingerii pragului superior se deschide o cale de golire a rezervorului, cu debitul mai mare decât cea de alimentare: se scoate, de exemplu, dopul de evacuare;
- există un dispozitiv care determină momentul când nivelul apei atinge pragul inferior (nivelul minim permis): de exemplu un operator uman;
- în momentul atingerii pragului inferior se închide calea de golire a rezervorului.

Un asemenea oscilator de relaxare poate fi realizat cu un TUJ, un condensator de capacitate  $C$  și o sursă ideală de curent cu intensitatea  $I_0$ , legate ca în Fig. 6.18 a). Pentru ca circuitul să oscileze trebuie ca  $I_P < I_0 < I_V$ ; aceste condiții cer, de fapt, așa cum se poate vedea în figură, ca, în absența condensatorului, **punctul de funcționare** intersecția curbelor să fie **în regiunea de rezistență dinamică negativă**.

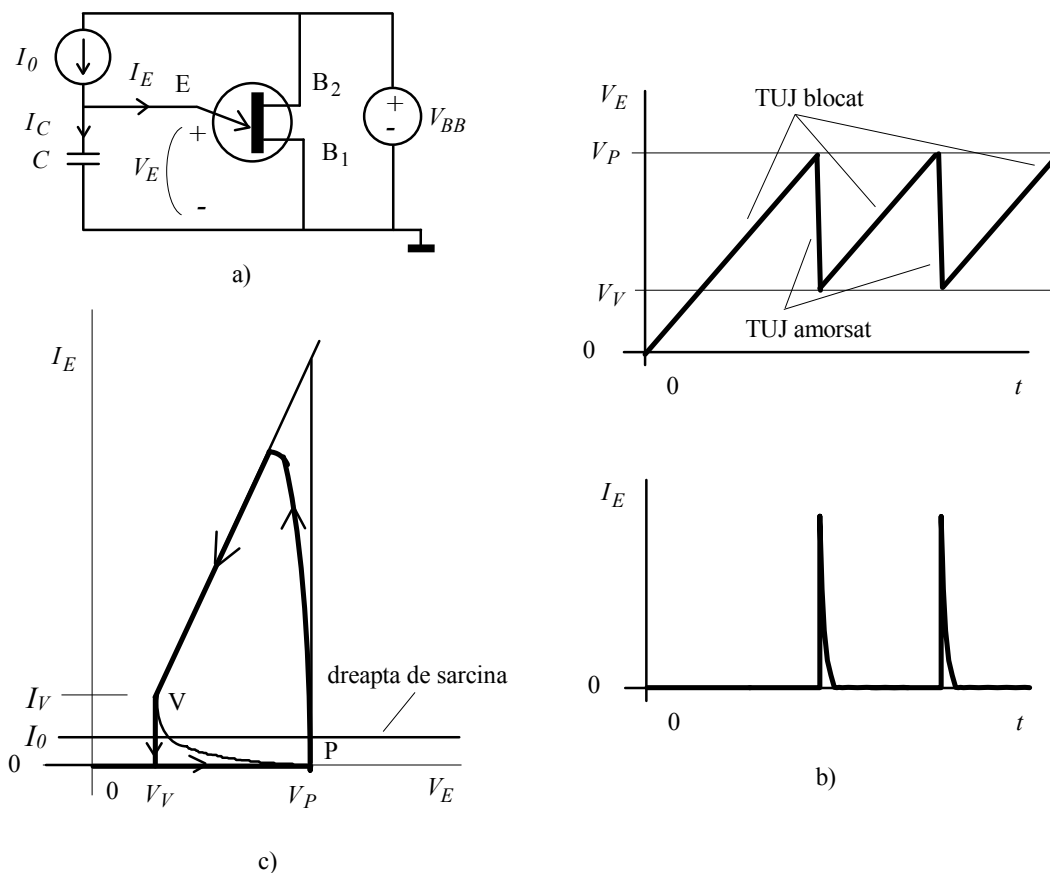


Fig. 6.18. Oscilator de relaxare cu TUJ și sursă de curent: schema circuitului (a), evoluția în timp a potențialului emitorului și a curentului de emitor (b) și evoluția ciclică a punctului de funcționare în planul caracteristicii de intrare (c)

Rolul rezervorului îl joacă aici condensatorul, mărimea care oscilează fiind sarcina electrică înmagazinată pe condensator și, în consecință, tensiunea  $V_E$ . Călea de alimentare este furnizată de sursa de curent. Cine îndeplinește însă toate celelalte funcții (comparația cu cele două praguri, călea de golire și comanda acesteia)? Ei bine, așa cum vom vedea, dacă alegem intensitatea  $I_0$  să îndeplinească relația specificată mai sus, tranzistorul unijonțiune îndeplinește toate aceste funcții: el efectuează comparația cu cele două praguri (tensiunea de pic și tensiunea de vale), el își schimbă starea prin salturile de amorsare și blocare și el oferă chiar și călea de golire, prin curentul său de emitor. Astfel, după cum se vede în desenul b) al figurii,

tensiunea pe condensator evoluează ciclic între valoarea tensiunii de pic  $V_P$  a tranzistorului și valoarea tensiunii sale de vale,  $V_V$ .

Creșterea se face liniar, cu viteza  $dV_E/dt = I_C/C$  constantă, iar coborîrea se face rapid, într-un interval de timp, mult mai mic. Obținem o formă de undă care se numește în electronică "dinți de fierăstrău". Pe de altă parte, evoluția în timp a curentului de emitor constă într-o serie de pulsuri scurte și intense. Lățimea pulsurilor este determinată de capacitatea condensatorului și "rezistența" oferită de tranzistor pentru descărcarea sa.

Perioada oscilațiilor poate fi foarte bine aproximată cu

$$T_{osc} \cong \frac{V_P - V_V}{I_0} C \quad (6.5)$$

Coordonatele punctelor de pic și de vale nu sunt controlate tehnologic decît aproximativ, astfel că ele au variații semnificative de la exemplar la exemplar, nefiind, deci, perfect predictibile pentru exemplarul care va fi montat în circuit. Din acest motiv, calculul performanțelor circuitelor se face cu o aproximație în jurul a 10 %.

Cum  $V_{BB}$  are valori peste 10 V, cei 0.6 V din expresia tensiunii de pic se pot neglija în comparație cu  $\eta V_{BB}$ , așa că  $V_P \cong \eta V_{BB}$ . În plus, tensiunea de vale are valori de ordinul a 1 V și nici măcar nu este specificată în foile de catalog. Ajungem, în final la relația aproximativă

$$T_{osc} \cong \frac{\eta V_{BB}}{I_0} C \quad (6.6)$$

frecvența fiind

$$f_{osc} \cong \frac{I_0}{\eta V_{BB} C} \quad (6.6')$$

Frecvența oscilațiilor este proporțională cu intensitatea sursei de curent.

Din acest motiv, această frecvență poate fi comandată electronic prin curentul  $I_0$ ; circuitul poate fi utilizat ca un **convertor liniar curent-frecvență**.

Pentru a avea, însă, oscilații, intensitatea sursei ideale de curent trebuie să îndeplinească relația

$$\boxed{I_P < I_0 < I_V} \quad (6.7)$$

și, în plus, complianța sursei de curent trebuie să-i permită acesteia să aducă potențialul  $V_E$  la valoarea de amorsare  $V_P$ . Chiar și așa, putem să reglăm continuu frecvența, fără să schimbăm condensatorul, aproape pe un domeniu de la 1 la 1000.

Dacă doriți, puteți urmări pas cu pas ce se întâmplă în circuit, pe diagrama curent-tensiune din Fig. 6.18 c). Considerăm că la momentul  $t = 0$  conectăm condensatorul de capacitate  $C$ , **inițial descărcat**. Cum tensiunea pe condensator nu poate suferi variații instantanee (deoarece este proporțională cu sarcina electrică înmagazinată,  $V_E = Q/C$ ), condensatorul forțează în primul moment la zero potențialul emitorului, aducînd punctul de funcționare în origine, unde  $I_E = 0$ . Deși tensiunea  $V_E$  începe să crească și punctul de funcționare se deplasează pe porțiunea OP a caracteristicii, tranzistorul rămîne blocat. Întregul curent  $I_0$  curge înspre condensator, tensiunea sa crescînd cu liniar cu timpul (cu viteză constantă), deoarece  $dV_E/dt = I_C/C$ . Riguros vorbind, odată cu apropierea de punctul de "vîrf" P, curentul de emitor  $I_E$  începe să crească, scăzînd curentul  $I_C$  ( $I_0 = \text{constant}$ ) și condensatorul se încarcă cu viteză din ce în ce mai mică.

Dacă am fi ales inițial curentul sursei ideale mai mic decît curentul de vîrf al tranzistorului,  $I_0 < I_P$ , procesul de încărcare s-ar fi oprit pînă la atingerea punctului P, acolo unde  $I_E$  l-ar fi egalat pe  $I_0$  și circuitul ar fi ajuns într-o stare de echilibru, pe care ar fi păstrat-o un timp nedefinit.

Noi am stabilit, însă, curentul  $I_0$  să fie mai mare decît curentul de la punctul de vîrf  $I_0 > I_P$ ; în această situație, chiar și în punctul P condensatorul continuă să se încarce și să mărească potențialul  $V_E$  al emitorului. Acest lucru nu se mai poate face, însă, pe ramura OP a caracteristicii și circuitul comută brusc pe cealaltă ramură de stabilitate. Dacă timpul de comutare este atît de scurt încît condensatorul nu are timp să se descarce semnificativ, saltul se face la tensiune constantă adică pe o linie verticală (desenată punctat în figură). În realitate, saltul nu este instantaneu și traiectoria este curbată, cu atît mai mult cu cît capacitatea  $C$  este mai mică.

În urma acestui salt, curentul de emitor ajunge la valori foarte mari, de ordinul amperilor, mult mai mare decît  $I_0$ , și condensatorul se descarcă extrem de repede prin tranzistor. Scăderea tensiunii pe condensator coboară rapid potențialul  $V_E$ , punctul de funcționare coborînd pe caracteristică. Odată cu scăderea potențialului  $V_E$ , scade și curentul  $I_E$ , descărcarea condensatorului făcîndu-se din ce în ce mai lent. Dacă am ales fi ales curentul  $I_0$  mai mare decît curentul de vale,  $I_0 > I_V$ , la un moment dat curentul  $I_E$ , scăzînd, ar fi egalat curentul  $I_0$ , oprind descărcarea condensatorului înainte ca punctul de funcționare să fi ajuns la punctul de vale. Circuitul ar fi ajuns, astfel, într-o stare de echilibru pe care nu ar mai fi părăsit-o.

Am avut, însă, grijă ca valoarea curentului  $I_0$  să fie mai mică decît aceea a curentului de vale; chiar și la atingerea punctului de vale, condensatorul continuă să se descarce, potențialul  $V_E$  scăzînd. Acest lucru nu poate continua pe porțiunea de rezistență dinamică negativă deoarece acolo potențialul  $V_E$  crește. Astfel, dispozitivul este obligat să comute pe cealaltă ramură de stabilitate, saltul avînd loc la  $V_E$  aproape constant. În urma acestui salt, curentul  $I_E$  devine practic nul și procesul de încărcare al condensatorului cu viteza  $dV_E/dt = I_0/C$  constantă se reia. Se ajunge din nou în punctul de vîrf și procesul continuă la nesfîrșit.

Cînd nu suntem pretențioși în privința formei de undă generate, putem simplifica structura oscilatorului de relaxare cu TUJ, înlocuind sursa ideală de curent cu un rezistor conectat la tensiunea  $V_{REF}$ , ca în Fig. 6.19. Condițiile care trebuie îndeplinite pentru ca circuitul să oscileze se obțin în același mod ca la exemplul precedent, exprimînd curenții prin rezistor în punctele critice V și P prin legea lui Ohm:

$$\boxed{\begin{aligned} I_P &< \frac{V_{REF} - V_P}{R} \\ \frac{V_{REF} - V_V}{R} &< I_V \end{aligned}} \quad (6.8)$$

sau, sub o altă formă,

$$\boxed{V_P + I_P R < V_{REF} < V_V + I_V R} \quad (6.8')$$

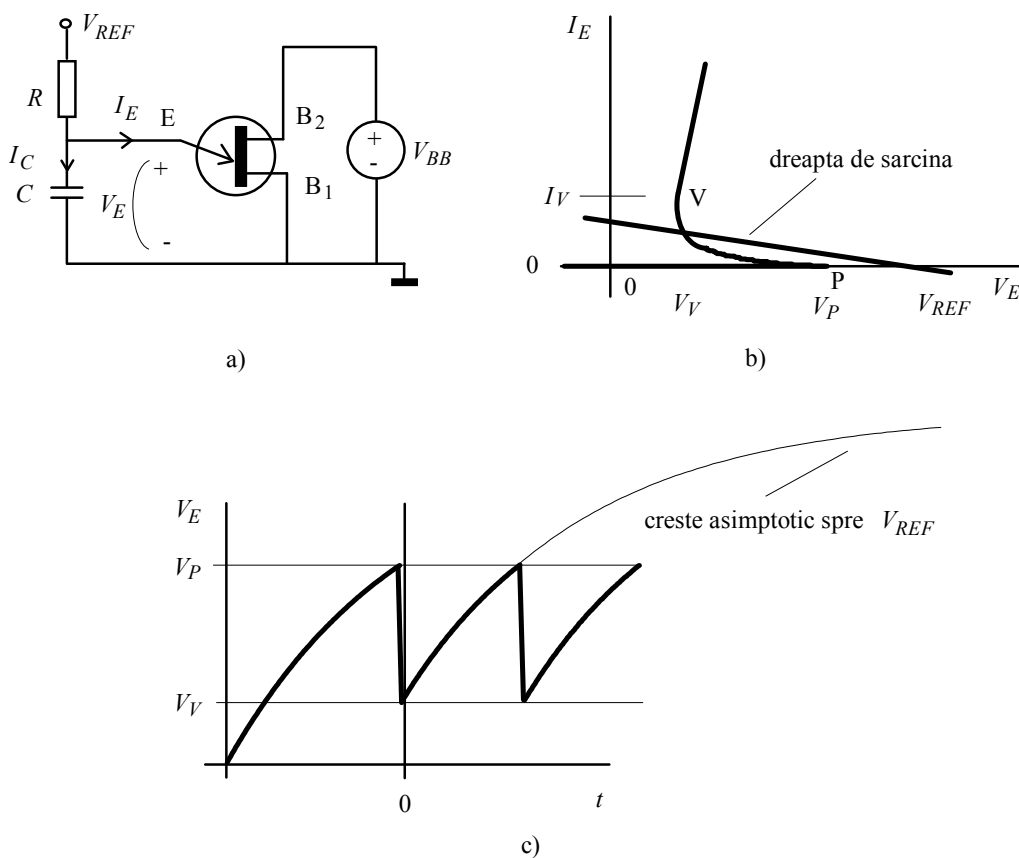


Fig. 6.19. Oscilator de relaxare cu TUJ și rezistență: schema circuitului (a), poziția dreptei de sarcină în planul caracteristicii de intrare (b) și evoluția în timp a potențialului de emitor (c).

De data aceasta, încărcarea condensatorului pornind de la tensiunea  $V_V$  nu se mai face liniar în timp, ci după legea

$$V_E = V_V + (V_{REF} - V_V) \left( 1 - e^{-\frac{t}{RC}} \right) \quad (6.9)$$



care tinde asimptotic la  $V_{REF}$  (am ales originea timpului în momentul blocării tranzistorului, ca în desenul b al figurii). Evoluția spre asimptotă este încheiată aproximativ la momentul  $T_{osc}$ , când tensiunea  $V_E$  a ajuns la valoarea tensiunii de pic  $V_P$ ; astfel

$$T_{osc} \cong RC \ln \frac{V_{REF} - V_V}{V_{REF} - V_P} \quad (6.10)$$

Și în acest caz putem controla electronic frecvența de oscilație, prin tensiunea continuă  $V_{REF}$ , dar dependența nu mai este una liniară.

Dacă nu dorim să controlăm electronic frecvența, legăm capătul rezistenței  $R$  la tensiunea fixă  $V_{BB}$ . Cu aceleași aproximații ca și la oscilatorul cu sursă de curent, obținem relația

$$T_{osc} \cong RC \ln \frac{V_{BB}}{V_{BB} - \eta V_{BB}} = RC \ln \frac{1}{1 - \eta} \quad (6.11)$$

care, pentru valoarea tipică  $\eta = 0.5$ , conduce la

$$T_{osc} \cong 0.7RC \quad (6.11')$$

În aproximația în care a fost dedusă relația precedentă, **perioada oscilațiilor este insensibilă la variațiile accidentale ale tensiunii de alimentare**, un avantaj interesant pentru aplicațiile ieftine în care alimentarea nu este stabilizată.

Oscilatoarele de relaxare cu TUJ au, în general, două tipuri de aplicații:

a) Generarea unei tensiuni electrice oscilante, în formă de dinți de fierăstrău (sau aproximativ, cu arce de exponențială, ca în Fig. 6.19 c). Această formă de undă este utilizată, spre exemplu, pentru deplasarea pe orizontală a spotului unui osciloscop. Trebuie să avem grijă, însă, ca circuitul care utilizează această tensiune, prin curentul absorbit, să nu afecteze semnificativ bilanțul de curenți din nodul emitorului. Cel mai bine este să utilizăm un etaj de separare care să poată furniza un curent mare pe rezistența de sarcină absorbind un curent extrem de mic din nodul de emitor.

b) Generarea unor pulsuri intense și scurte de curent. Prin amorsarea TUJ, punctul de funcționare ajunge la valori ale curentului de emitor foarte mari (de ordinul amperilor) și sarcina  $\Delta Q = C(V_P - V_V)$  este rapid evacuată din condensator prin baza  $B_1$  a tranzistorului. Astfel, în Fig. 6.20, aceste pulsuri de curent sunt utilizate pentru amorsarea unui dispozitiv numit tiristor, prin trimiterea unor pulsuri de curent în poarta sa, notată cu G. Transformatorul face separația galvanică între rețeaua de alimentare de 220 V, astfel încât circuitul de comandă ce conține tranzistorul TUJ este "flotant" și poate fi atins fără pericol.

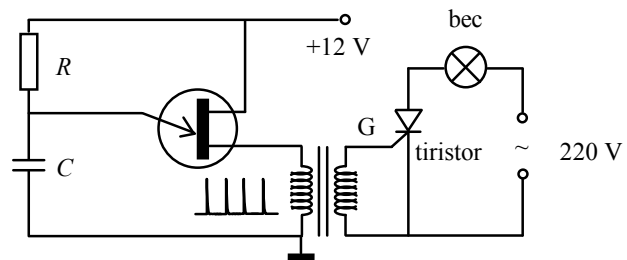


Fig. 6.20. Comanda unui tiristor cu pulsurile de curent generate de un oscilator de relaxare cu TUJ.

## 2.D. Cîte joncțiuni are tranzistorul unijoncțiune programabil

Odată cu trecerea la construirea sa din siliciu, în anul 1956, tranzistorul unijoncțiune devine un dispozitiv consacrat, folosit pe scară largă în proiectare. Raportul de divizare  $\eta$ , ca și curenții de pic și de vale, nu puteau fi însă modificați în aplicații, fapt resimțit negativ de proiectanți. Din acest motiv, în 1967, acestora li se oferă un nou dispozitiv, cu aceeași comportare, dar la care raportul de divizare putea fi programat extern prin raportul a două rezistențe. De asemenea, tot prin valorile acestor rezistențe era posibilă modificarea curenților de pic și de vale și cum denumirea de tranzistor **unijoncțiune** se încetățenise, noul dispozitiv a primit numele de **tranzistor unijoncțiune programabil**.

Electronica este o disciplină extrem de pragmatică: pentru proiectanți și utilizatori structura reală a dispozitivului este puțin relevantă. De fapt, tranzistorul unijoncțiune programabil conține patru straturi de tip  $p$  și de tip  $n$ , alternate, între care se formează **trei joncțiuni**. Simbolul său este cel din Fig. 6.21, unde am desenat și rezistențele care programează raportul de divizare. Tranzistorul unijoncțiune programabil este similar ca structură unui alt dispozitiv, tiristorul, pe care îl vom aborda mai târziu. Din acest motiv, și terminalele sale sunt denumite identic cu cele de la tiristor: **anod**, **catod** și poartă (**gate** în limba engleză).

Structura fizică internă a tranzistorului unijoncțiune programabil este echivalentă cu două tranzistoare bipolare complementare, montate ca în Fig. 6.22. De multe ori, în locul tranzistorului unijoncțiune programabil, chiar se utilizează un asemenea circuit, numit **tranzistor unijoncțiune simulat**.

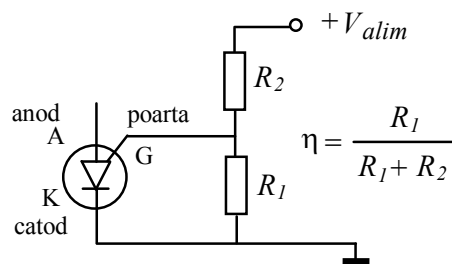


Fig. 6.21. Tranzistorul unijoncțiune programabil.

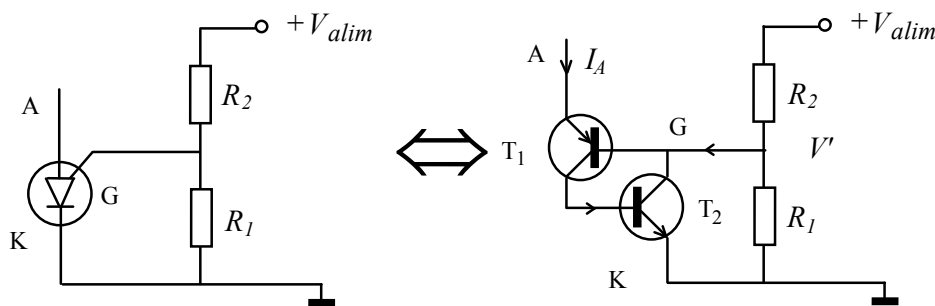


Fig. 6.22. Simularea tranzistorului unijoncțiune cu două tranzistoare bipolare complementare.

Atîta timp cît potențialul în anod (emitorul lui  $T_1$ ) este mai mic decît  $\eta V_{alim} + 0.6 \text{ V}$ , ambele tranzistoare sunt blocate și divizorul rezistiv este neîncărcat. La depășirea acestei valori, tranzistorul  $T_1$  începe să se deschidă, curentul său de colector este amplificat de  $\beta_2$  ori de către tranzistorul  $T_2$  și această valoare este absorbită din punctul median al divizorului. În consecință, potențialul  $V'$  coboară și tranzistorul  $T_1$  se deschide și mai mult. Notînd cu  $R_{div}$  rezistența echivalentă a divizorului, putem scrie pentru variații următoarele relații

$$\begin{aligned} \Delta V' &= -R_{div} \Delta I_{C2} \\ \Delta I_{C2} &= \beta_2 \Delta I_{C1} \\ \Delta I_{C1} &= g_{m1} (\Delta V_A - \Delta V') \end{aligned} \quad (6.12)$$

care pot fi reprezentate prin schema bloc din Fig. 6.23. Recunoaștem aici caracterul pozitiv al reacției, deoarece pe buclă variațiile sunt înmulțite de două ori cu -1, la înmulțirea cu  $-R_{div}$  și la sumator.

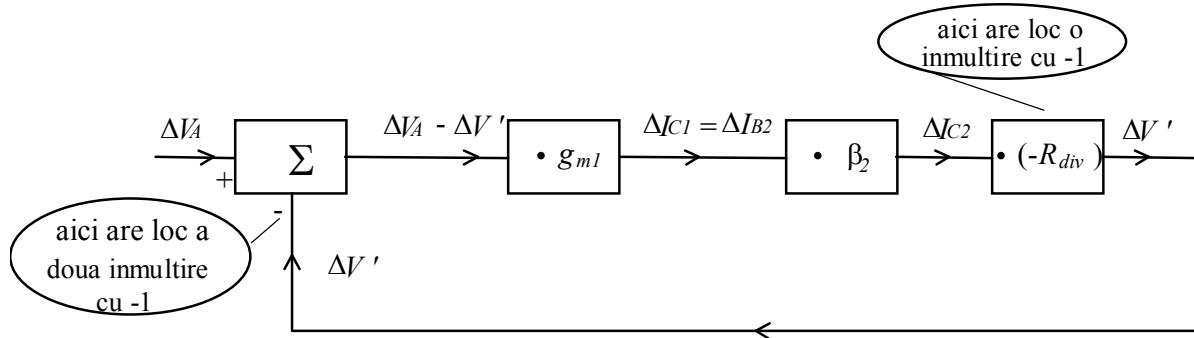


Fig. 6.23. Schema bloc (operațională) pentru tranzistorul unijuncțiune simulat.

Deoarece curentul de intrare în nodul A este curentul de emitor al primului tranzistor (aproximativ egal cu cel de colector), din sistemul anterior de ecuații putem calcula rezistența dinamică de intrare

$$\frac{\Delta V_A}{\Delta I_A} = \frac{1 - g_{m1}\beta_2 R_{div}}{g_{m1}}. \quad (6.13)$$

Așa cum am văzut sistemul este unul cu reacție pozitivă. Deoarece factorul  $g_{m1}\beta_2 R_{div}$  nu schimbă semnul, reacția este pozitivă todeauna; totuși, relația precedentă arată că **semnul rezistenței dinamice este determinat de mărimea gradului de reacție**, existînd un prag la  $g_{m1}\beta_2 R_{div} = 1$ .

Factorul  $\beta$  este mic la curenți de colector foarte mici; în plus, transconductanța primului tranzistor este proporțională cu valoarea curentului de intrare  $g_{m1} = I_A/25 \text{ mV}$ . Astfel, la deschiderea incipientă a tranzistoarelor, produsul  $g_{m1}\beta_2 R_{div}$  este subunitar și **rezistența dinamică este pozitivă**.

La creșterea curentului, produsul crește și, la o anumită valoare, **rezistența dinamică schimbă semnul devenind negativă**. Aici este punctul de vîrf de pe caracteristică; curentul său poate fi estimat din condiția  $g_{m1}\beta_2 R_{div} = \frac{I_P}{25 \text{ mV}}\beta_2 R_{div} = 1$  ca

$$I_P = \frac{25 \text{ mV}}{\beta_2 R_{div}}; \quad (6.15)$$

în această relație trebuie să utilizăm valoarea factorului de amplificare  $\beta_2$  de la curenți foarte mici. În regiunea activă a tranzistoarelor, factorul  $g_{m1}\beta_2 R_{div}$  este mult supraunitar și rezistența dinamică este negativă.

Creșterea în continuare a curenților aduce, însă, tranzistorul  $T_2$  în saturație unde curentul de bază nu mai controlează pe cel de emitor. În consecință, relația  $I_{C2} = \beta_2 I_{B2}$  nu se mai respectă și raportul  $\Delta I_{C2}/\Delta I_{B2}$  devine aproape nul. Astfel, produsul  $g_{m1}\beta_2 R_{div}$  ajunge mult mai mic decît unitatea, iar **rezistența dinamică devine din nou pozitivă**. În acest regim, intrarea în nodul A se comportă practic ca o diodă.

Putem estima, astfel, și coordonatele punctului de vale. Tensiunea sa este de 0.8 V (tensiunea de deschidere a tranzistorului 1 plus tensiunea colector-emitor de saturație a tranzistorului 2. La saturație,

tranzistorul 2 scurtcircuitază practic rezistența  $R_1$ , astfel că valoarea curentului de saturație este aproximativ  $I_{C2.sat} = V_{alim}/R_2$ . Ajungem, deci, la valoarea curentului de vale

$$I_V \cong V_{alim}/(\beta R_2). \quad (6.16)$$

## 2.E. Proiectarea unui oscilator de relaxare cu TUJ

Ne propunem să proiectăm un oscilator de relaxare cu TUJ și cu rezistor (Fig. 6.24). În afara datelor de catalog ale tranzistorului, mai cunoaștem frecvența  $f$  cu care trebuie să oscileze circuitul.

1. Alegem valoarea tensiunii de polarizare  $V_{BB}$ , mai mică decât cea maximă permisă, furnizată de catalog (de ordinul a 30 V). Cu aceasta, putem calcula tensiunea de pic  $V_P \cong \eta V_{BB}$ . Pentru simplitate, vom lega rezistorul  $R$  tot la potențialul  $V_{BB}$ .

2. Calculăm intervalul de valori ale rezistenței  $R$  pentru care circuitul oscilează

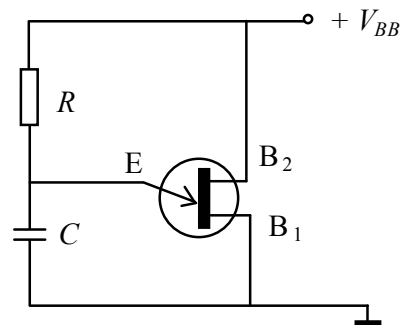


Fig. 6.24

$$\frac{V_{BB} - V_V}{I_V} \cong \frac{V_{BB}}{I_V} = R_{\min} < R < R_{\max} = \frac{V_{BB}(1 - \eta)}{I_P} \cong \frac{V_{BB} - V_P}{I_P}$$

3. Cum valorile  $V_P, V_V, I_P, I_V$  nu sunt valori precise ci **tipice** (diferă de la exemplar la exemplar), este bine să alegem o valoare sigură în acest interval, de exemplu,  $R_{\max}/10$ . Cu ea, estimăm valoarea necesară pentru condensator

$$C = \frac{1}{f R \ln \frac{1}{1 - \eta}}$$

Aceasta este bine să nu fie mai mică de 10 nF, pentru ca stabilitatea frecvenței să fie bună. De asemenea, dacă ajungem la valori mai mari de 10  $\mu$ F, curenții de descărcare devin periculos de intenși și va trebui să intercalăm o rezistență în serie cu emitorul. Oricum, **nu vom utiliza chiar valoarea obținută din expresia anterioară**, ci una apropiată, din **seria de valori E6** ( $\pm 20\%$ ): 1; 1.5; 2.2; 3.3; 4.7; 6.8.

4. Recalculăm, acum, valoarea rezistenței  $R$ , deoarece rezistoarele sunt disponibile în game de toleranță mult mai restrânsă; în plus, ele pot fi ușor ajustate, prin utilizarea unui potențiomtru semireglabil.

$$R = \frac{1}{f C \ln \frac{1}{1 - \eta}}.$$

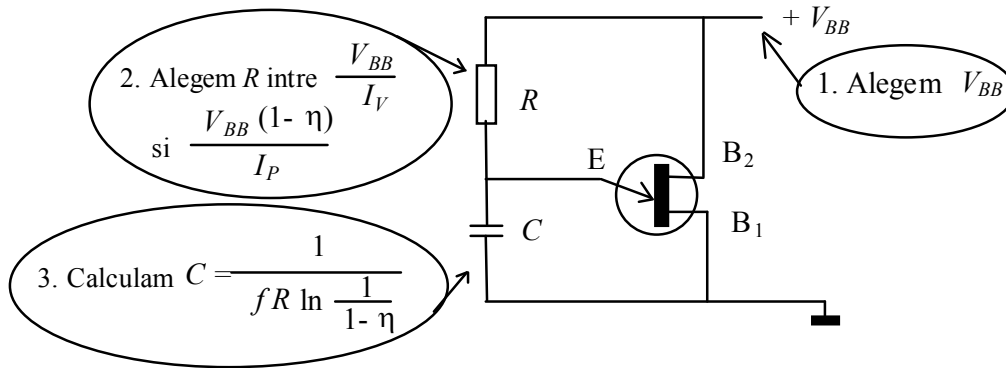


Fig. 6.25. Procedură simplificată de proiectare pentru un oscilator de relaxare cu TUJ.

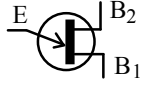
5. Dacă dorim să obținem de la oscilator pulsuri scurte și intense de tensiune, trebuie să intercalăm în circuitul bazei 1 o rezistență de zeci sau sute de ohmi. De asemenea, stabilitatea termică a circuitului este îmbunătățită dacă în circuitul bazei 2 se montează o rezistență de câteva sute de ohmi.

Procedura de proiectare, simplificată, este reprezentată în Fig. 6.25.

## Enunțuri frecvent utilizate

(atît de frecvent încît merită să le memorați)

-Tranzistorul unijonțiune (prescurtat TUJ în română și UJT în engleză) este un dispozitiv cu trei

terminale, emitorul, baza 1 și baza 2, pentru care se utilizează simbolul ; dacă între cele două baze se aplică o tensiune continuă constantă  $V_{BB}$ , caracteristica sa de intrare în emitor are o regiune cu rezistență dinamică negativă.

- Regiunea cu rezistență dinamică negativă este efectul unei reacții pozitive.

-Tensiunea de amorsare, care la TUJ poartă numele de tensiune de vîrf (pic), este aproximativ  $\eta V_{BB}$ , unde  $\eta$  este raportul de divizare intrinsec, uzual egal cu 1/2; curentul de amorsare este de ordinul microamperilor.

-După amorsare, tensiunea de emitor scade la o valoare mică și crește foarte slab cu creșterea curentului.

- Curentul minim de menținere este aproximativ egal cu valoarea curentului de vale (punct care delimitează regiunea cu rezistență dinamică negativă) și este de ordinul a 1 mA; tensiunea de vale are valori de ordinul 1-2 V.

- Aplicația tipică a tranzistorului unijonțiune este oscilatorul de relaxare.

- Într-un oscilator de relaxare cu TUJ, un condensator se încarcă printr-o rezistență (sau sursă de curent) pînă la tensiunea de vîrf a TUJ, moment în care tranzistorul se amorsează și descarcă rapid condensatorul pînă la tensiunea de vale. Dacă în acest moment curentul este mai mic decît curentul da vale, tranzistorul se blochează și procesul se repetă periodic.

-Pentru ca un oscilator de relaxare cu TUJ să funcționeze, este necesar ca dreapta de sarcină să intersecteze caracteristica TUJ în regiunea cu rezistență dinamică negativă.

-Dacă încărcarea condensatorului se face printr-o sursă de curent, frecvența de oscilație este proporțională cu valoarea curentului acestei surse; circuitul funcționează ca un convertor liniar curent-frecvență.

-Oscilatorul de relaxare se utilizează fie pentru obținerea unei tensiuni periodice cu formă de dinți de fierăstrău, fie pentru obținerea unor pulsuri periodice de curent, scurte și intense.

- Tranzistorul unijonțiune programabil este un dispozitiv de circuit cu funcționare similară cu cea a TUJ; în cazul lui, raportul de divizare, ca și valorile curenților de pic și de vale, sunt programabile prin intermediul unui divizor rezistiv.

## Termeni noi

<b>-tranzistor unijonctiune</b>	dispozitiv de circuit cu trei terminale (emitorul și cele două baze) ; dacă între baze se aplică o tensiune continuă constantă, caracteristica sa de intrare în emitor prezintă o regiune cu
rezistență dinamică negativă	
<b>-raport de divizare intrinsec</b>	raportul cu care divizorul rezistiv echivalent cu TUJ divizează tensiunea aplicată între baze
<b>-reacție (feed-back în engleză)</b>	acțiunea unui efect asupra cauzei care l-a produs
<b>-reacție negativă</b>	reacție în care acțiunea se face cu sens schimbat, astfel încât modificările sunt atenuate;
<b>-reacție pozitivă</b>	reacție în care acțiunea are același sens, astfel încât modificările
sunt accentuate	
<b>-punct de vîrf (pic)</b>	punct pe caracteristica statică de intrare a TUJ la care tensiunea
are valoarea maximă; delimitează regiunea cu rezistență dinamică	
negativă; valoarea tensiunii de vîrf reprezintă tensiunea de	amorsare
<b>- punct de vale</b>	punct pe caracteristica statică de intrare a TUJ la care tensiunea
are un minim local; delimitează regiunea cu rezistență dinamică	
negativă; valoarea curentului de vale reprezintă curentul minim de	
menținere	
<b>- oscilator de relaxare</b>	oscilator la care o mărime fizică evoluează periodic între două praguri; la atingerea pragului de sus se deschide o cale rapidă de golire a "rezervorului" iar la atingerea pragului de jos calea de golire este închisă
<b>- convertor curent-frecvență</b>	oscilator la care frecvența de oscilație este controlată de intensitatea unui curent; dacă dependența este liniară, convertorul este, la rîndul lui, liniar

### Problemă rezolvată

Utilizând un tranzistor unijonțiune cu  $V_{BB \max} = 35 \text{ V}$ ;  $\eta = 0.5$ ;  $I_P = 12 \mu\text{A}$ ;  $I_V = 8 \text{ mA}$ , să se proiecteze un oscilator de relaxare cu rezistor, care să oscileze pe frecvența de 10 kHz. Desenăm, mai întâi schema circuitului, ca în Fig. 6.26.

#### Rezolvare

1. Alegem tensiunea de alimentare a circuitului  $V_{BB} = 12 \text{ V}$ . De aici rezultă imediat tensiunea de pic de aproximativ 6 V (nu are rost să lucrăm prea precis, nici raportul  $\eta$  nu este același la fiecare exemplar ci între 0.47 și 0.62).

2. Calculăm intervalul de valori ale rezistenței:

$$R_{\min} = \frac{12 \text{ V}}{8 \text{ mA}} = 1.5 \text{ k}\Omega \text{ și } R_{\max} = \frac{6 \text{ V}}{12 \mu\text{A}} = 500 \text{ k}\Omega$$

3. Alegem o valoare "sigură" de 20 k $\Omega$  și estimăm valoarea condensatorului

$$C = \frac{1}{10^4 \cdot 2 \cdot 10^4 \ln 2} = 0.72 \cdot 10^{-8} = 7.2 \text{ nF}$$

Ne hotărîm la o valoare un pic mai mare, și anume la 10 nF, din considerentele arătate anterior.

4. Calculăm, în final, valoarea rezistenței:

$$R = \frac{1}{10^4 \cdot 10^{-8} \ln 2} = 1.4 \cdot 10^4 = 14 \text{ k}\Omega. \text{ Dacă dorim să obținem o}$$

valoare precisă a frecvenței, realizăm această rezistență dintr-una fixă de 10 k $\Omega$  și un potențiomtru semireglabil de 10 k $\Omega$ , urmînd ca ajustarea potențiometrului să fie făcută "la cald" în timp ce frecvența de oscilație este monitorizată cu un **frecvențmetru**. Încheiem proiectarea cu desenarea schemei complete, cu valorile componentelor (Fig. 6.27).

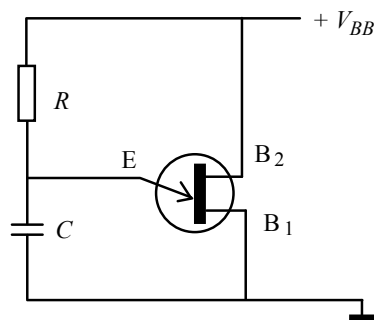


Fig. 6.26.

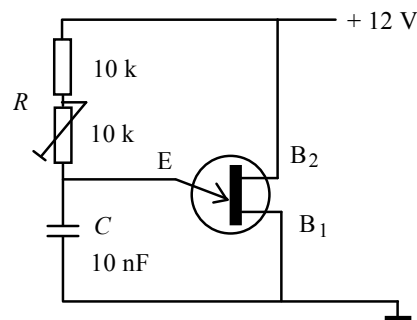


Fig. 6.27.



## Probleme propuse

**P 6.2.1.** Pentru circuitul din Fig. 6.28, determinați :

- curentul  $I_0$  furnizat de sursa de curent realizată cu tranzistorul bipolar  $T_1$ ;
- perioada și frecvența oscilațiilor;
- cum trebuie să aibă tranzistorul unijoncțiune curenții de vîrf și de vale pentru ca circuitul să oscileze ?

**P 6.2.2.** Oscilatorul de relaxare din Fig. 6.29 este unul **sincronizat** cu rețeaua de alimentare.

- Desenați forma de undă a tensiunii produse de redresorul dublă alternanță **în absența diodei Zener Dz**.

**Dz.**

- Determinați acum evoluția potențialului în punctul A în prezența diodei Zener. După cît timp de la trecerea prin zero a tensiunii de la rețea, potențialul punctului A atinge valoarea sa de palier ?

- Calculați perioada de oscilația a oscilatorului de relaxare cînd poziția rezistenței reglabile este stabilită la jumătate.

- Ce puteți spune despre momentul apariției **primului puls** pe rezistența de  $100 \Omega$  (numărat de la trecerea prin zero a tensiunii rețelei) ?

- Dar dacă în locul diodei Zener am fi montat un condensator de filtrare care ar fi menținut practic constant potențialul nodului A ?

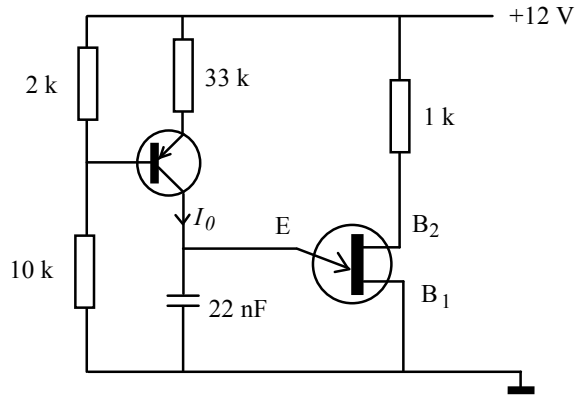


Fig. 6.28.

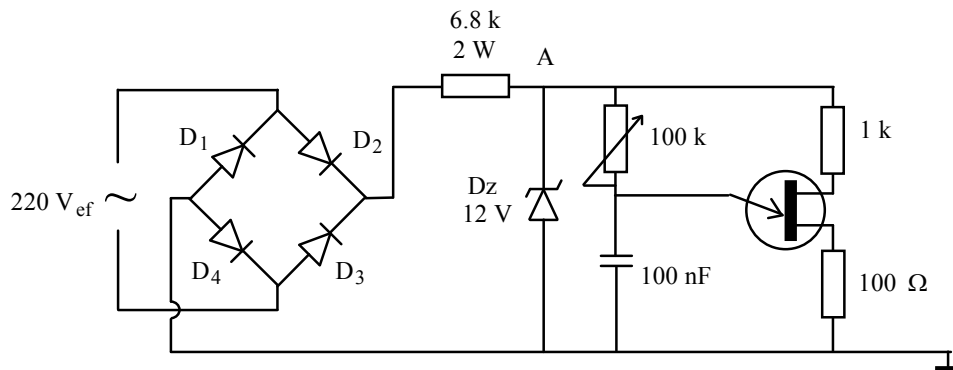


Fig. 6.29. Oscilator de relaxare sincronizat.

**P 6.2.3.** Circuitul prezentat în Fig. 6.30 este un circuit de temporizare. Rolul lui este ca, la aplicarea tensiunii de alimentare, să producă un puls de comandă, care să apară însă cu o întârziere  $\tau$ .

- Presupunînd un raport de divizare intrinsec de 0.5, estimați această întârziere.
- Pulsul produs comandă intrarea în conducție a "întrerupătorului" K. Justificați de ce circuitul de temporizare nu a fost alimentat direct la  $V_{alim}$  (rezistența de sarcină este de valoare mică).

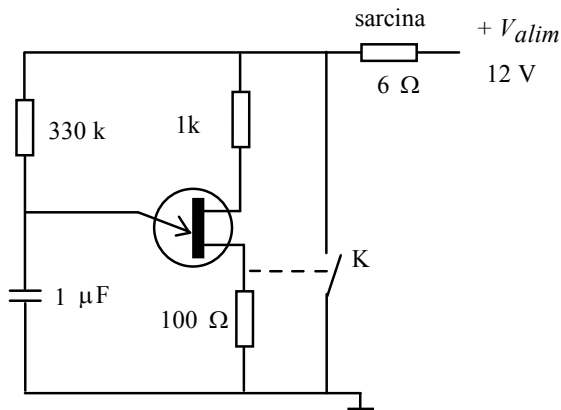


Fig. 6.30. Circuit de temporizare

(Indicație: considerați dioda un scurtcircuit și echivalați Thevenin divizorul rezistiv)

c) În sfîrșit, identificați calea prin care se descarcă condensatorul și calculați timpul cît durează această descărcare. Puteți face egale duratele de încărcare și descărcare ?

**P 6.2.4.** Circuitul din Fig. 6.31 este cunoscut sub numele de **multivibrator** sau **circuit astabil**. Principiul lui de funcționare nu este diferit de cel al oscilatorului de relaxare: diferă numai calea pe care se descarcă condensatorul.

a) Considerînd că raportul de divizare intrinsec este 0.5 și neglijînd căderea de tensiune pe diodă, calculați ce condiție trebuie să îndeplinească raportul  $R_2/R_1$  pentru ca tranzistorul unijoncțiune să ajungă la amorsare.

b) Neglijînd valoarea tensiunii de vale, calculați timpul din perioadă cît tranzistorul rămîne blocat

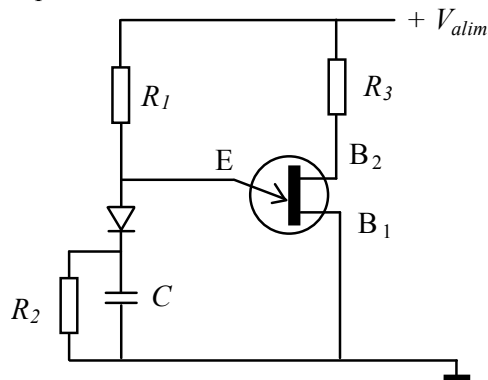


Fig. 6.31. Circuit astabil cu TUI.

## Lucrare experimentală

**Experimentul 1. Punerea în evidență a fenomenului de comutare; evidențierea regiunii cu rezistență dinamică negativă.**

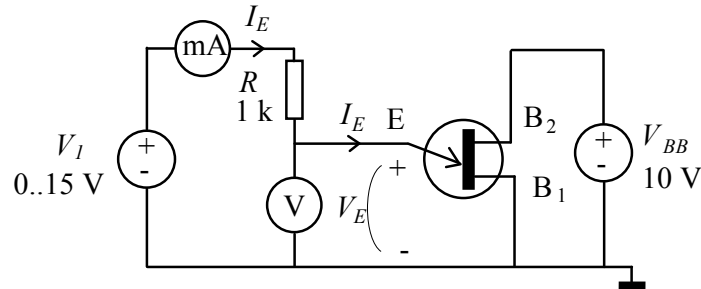


Fig. 6.32.

Veți lucra pe un circuit cu schema din Fig. 6.32. Desenați-vă pe caiet această schemă, completând-o cu informații despre aparatura utilizată (voltmetru, ampermetru, surse de tensiune). Stabiliți polaritatea necesară pentru aparatele de măsură și treceți-o pe schemă. Realizați apoi circuitul. Ținând seama de gama de variație a tensiunii  $V_1$  și de valoarea rezistenței  $R$  alegeți pentru miliampermetru și voltmetru scalele adecvate. Treceți și această informație pe schema circuitului.

Alimentați circuitul. Începeți experimentul cu  $V_1 = 0$  și creșteți încet această valoare, urmărind simultan curentul și tensiunea de emitor. Ce observați pentru valori mici ale lui  $V_E$ ? Ce puteți spune despre tranzistor, este în conducție sau blocat?

La o anumită valoare a lui  $V_E$  are loc un fenomen brusc. Dacă v-a surprins și nu l-ați observat cu atenție, coborâți la zero valoarea lui  $V_1$  și reluați. Ce se întâmplă cu valoarea intensității din emitor? Dar cu tensiunea  $V_E$ ? Cum puteți denumi noua stare a tranzistorului? Ce semn are raportul  $\Delta V_E / \Delta I_E$  și ce concluzie puteți trage de aici? Notați-vă pe caiet toate aceste observații.

Creșteți în continuare  $V_1$ , pînă la valoarea de aproximativ 15 V. Ce se întâmplă cu valorile lui  $V_E$  și  $I_E$ ? Notați ce ați descoperit.

Coborâți acum încet valoarea tensiunii sursei  $V_1$ . La o anumită valoare, are loc un nou salt. Dacă l-ați pierdut, creșteți din nou  $V_1$  la 15 V și apoi reluați coborîrea. Ce se întâmplă în timpul saltului cu valoarea intensității din emitor? Dar cu tensiunea sa? Cum puteți denumi noua stare a tranzistorului? Ce semn are raportul  $\Delta V_E / \Delta I_E$  și ce concluzie puteți trage de aici? Notați și aceste lucruri.

Formulați acum concluzii asupra acestor salturi și asupra caracterului rezistenței dinamice de intrare în emitor.

## Experimentul 2. Trasarea caracteristicii de intrare a TUJ

Utilizați acum o valoare de 10 k $\Omega$  pentru rezistența  $R$  și înlocuiți voltmetrul analogic fără amplificator cu unul electronic cu afișaj digital, care are o rezistență proprie mult mai mare. Reluați experimentul precedent, notînd de fiecare dată perechea de valori ( $V_E; I_E$ ). După apariția curentului, încercați să mergeți în pași echidistanți ai acestei mărimi. La scăderea tensiunii  $V_1$  va trebui să luați date numai pe porțiunea care nu a fost parcursă la creșterea lui  $V_1$ .

Mărimea rezistenței a limitat valoarea curentului de emitor. Putem investiga regiunea de curenți mai mari dacă reluăm trasarea cu o valoare  $R = 560 \Omega$ . Evident, vom nota numai datele cu valori ale lui  $I_E$  care depășesc domeniul investigat anterior.

Aveți acum suficiente date pentru desenarea caracteristicii statice  $I_E = f(V_E)$ , în coordonate liniare, începînd de la valoarea nulă. Identificați pe grafic punctele de pic și de vale și determinați  $V_P, V_V$  și  $I_V$ . Pentru  $I_P$ , faceți o estimare.

Ați lucrat la o valoare a tensiunii  $V_{BB}$  egală cu 10 V. Aceasta afectează însă valorile tensiunilor de vîrf și de vale. Modificați la 5 V această tensiune și determinați, din nou, tensiunile de vîrf și vale  $V_P$  și  $V_V$ .

## Experimentul 3. Oscilatorul de relaxare cu TUJ și sursă de curent

Desenați-vă pe caiet oscilatorul de relaxare din Fig. 6.33. Realizați, apoi, circuitul utilizînd elementele de pe planșetă. Alimentați circuitul și conectați sonda osciloscopului în nodul emitorului. Creșteți încet valoarea curentului sursei de curent, rotînd potențiometrul de control în sensul indicat. La un moment dat, circuitul începe să oscileze. Pentru măsurarea curentului sursei de curent ajunge să conectați în nodul emitorului firul de la miliampermetru; determinați această valoare  $I_{min}$ .

Desfaceți firul de la miliampermetru și creșteți în continuare curentul sursei de curent pînă cînd oscilația încetează. Determinați această valoare  $I_{max}$ . Reamintiți-vă condiția de oscilație a acestui tip de oscilator și interpretați valorile  $I_{min}$  și  $I_{max}$  determinate.

Restabiliți regimul de oscilație și observați cu atenție forma de undă a tensiunii. Desenați-o pe caiet, notînd pe desen amplitudinea și duratele. Între ce limite evoluează această tensiune și ce semnificație au aceste valori pentru tranzistorul unijonctiune ?

Determinați, din forma de undă desenată, viteza medie de descărcare a condensatorului  $\Delta V_E / \Delta t$  și, de aici, intensitatea medie a pulsului de curent de descărcare. Comparați-o cu valoarea curentului  $I_0$  cu care se încarcă condensatorul. Pulsul de curent de descărcare circulă spre masă prin baza 1 a tranzistorului. În calea lui a fost intercalată rezistența  $R_1$  de valoare suficient de mică pentru a nu întîrzia semnificativ descărcarea.

Astfel, pulsul de curent produce acum un puls de tensiune în baza 1, care poate fi vizualizat cu osciloscopul (nu uitați că osciloscopul este un **voltmetru**). Observați acest puls și determinați mărimea sa. Comparați-o cu cea medie, estimată anterior.

Pentru cîteva valori între  $I_{min}$  și  $I_{max}$ , măsurați valorile curentului  $I_0$  și perioada de oscilație. Desenați dependența experimentală  $f_{osc}$  în funcție de  $I_0$ .

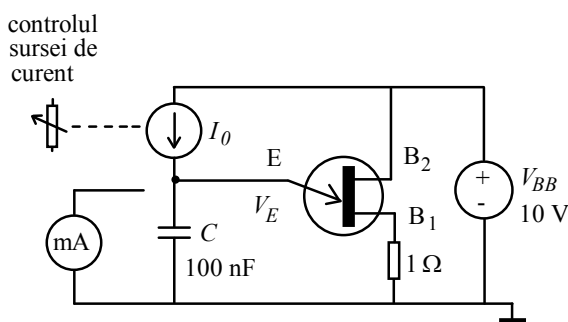


Fig. 6.33.

### Experimentul 4. Oscilatorul de relaxare cu TUJ și rezistor

Cu același tranzistor de la experimentul precedent veți realiza acum un oscilator de relaxare la care condensatorul se încarcă printr-un rezistor. Desenați-vă pe caiet schema oscilatorului. Cunoașteți de la experimentul precedent coordonatele punctelor de pic și de vale. Calculați între ce valori trebuie să se găsească rezistența  $R$  pentru ca circuitul să oscileze. Apoi decideți care din cele trei rezistențe de pe planșetă respectă această condiție. Verificați prin experiment concluzia la care ați ajuns.

Atenție, în cazul rezistenței de  $500\text{ k}\Omega$  nu puteți conecta osciloscopul în punctul E, pentru că rezistența internă a osciloscopului este de  $1\text{ M}\Omega$ , doar de două ori mai mare decât rezistența  $R$ . Cum puteți, totuși, verifica cu osciloscopul dacă circuitul oscilează ?

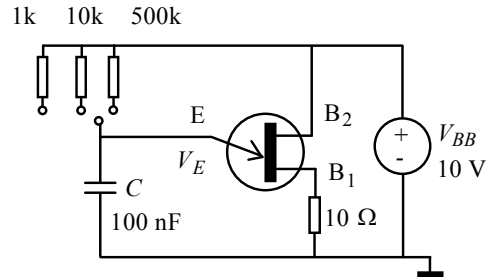


Fig. 6.34.

### 6.3. Diacul, tiristorul și triacul

#### 3.A. Diacul

Diacul este un dispozitiv cu două borne (un dipol) realizat pentru a produce pulsuri de curent necesare la amorsarea unor **dispozitive de comutație**, cum sunt tiristoarele și triacele. Momentul la care

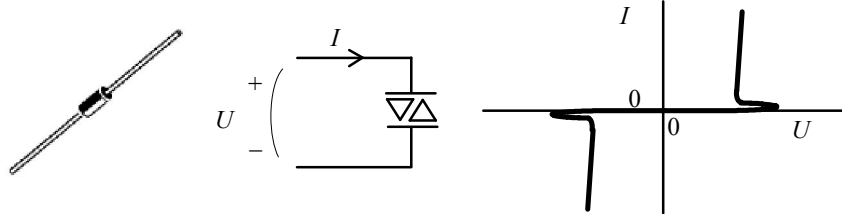


Fig. 6.35. Diacul și caracteristica sa statică.

apar aceste pulsuri este determinat de atingerea tensiunii de amorsare. O capsulă tipică, simbolul său, precum și forma caracteristicii statice sunt prezentate în Fig. 6.35. Se observă **neliniaritatea** și **simetria** caracteristicii; astfel, cele două borne ale diacului, numite **anodi**, sunt perfect echivalente, fapt reflectat și în simbolul utilizat pentru dispozitiv. În plus, caracteristica statică a diacului mai prezintă o particularitate: există regiuni în care panta sa este **negativă**; aici rezistența dinamică definită **într-un punct al caracteristicii** prin  $r = dU/dI$ , este **negativă**. Vom vedea că această rezistență dinamică negativă este elementul cheie în funcționarea și utilizarea sa.

În primul cadran, caracteristica statică a diacului (Fig. 6.36) este de tipul celei studiate când am început abordarea dispozitivelor cu rezistență dinamică negativă (Fig. 6.2). La creșterea de la 0 a tensiunii sursei de alimentare, dispozitivul este, deci, blocat, pînă cînd tensiunea pe el ajunge aproximativ la valoarea "de întoarcere" a caracteristicii, cînd are loc comutația în starea de conducție (amorsarea diacului). Pentru diac, această valoare "de întoarcere" a caracteristicii poartă numele de **tensiune de amorsare** sau de aprindere (**breakover voltage** în limba engleză),  $U_{BO}$ ; este, de fapt, corespondența tensiunii de pic de la caracteristica de intrare a tranzistoarelor unijoncțiune. Cele mai utilizate valori pentru tensiunea de amorsare sunt între 30 și 40 V, fiind alese astfel datorită aplicației sale tipice, în circuite alimentate la 220 V<sub>ef</sub>.

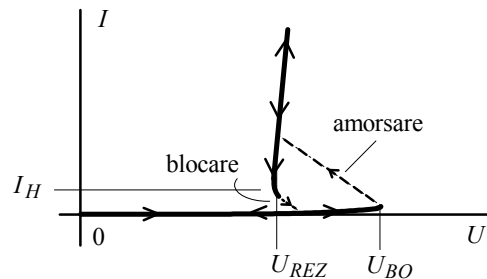


Fig. 6.36. Salturile de amorsare și blocare evidențiate în cadranul I al caracteristicii diacului.

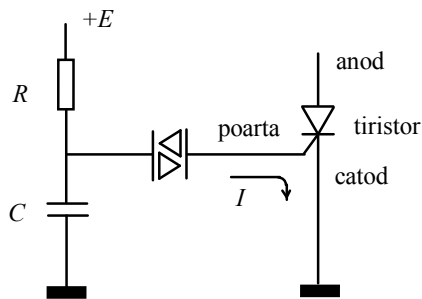


Fig. 6.37. Utilizarea diacului pentru comanda tiristorului.

După amorsare, tensiunea pe diac rămîne practic constantă și valoarea ei este numită **tensiune reziduală**,  $U_{REZ}$ ; ea este cu  $\Delta U = |U_{BO} - U_{REZ}|$  mai mică decît cea de amorsare; această diferență, cu valoarea tipică de 5 V, este numită **tensiune dinamică de amorsare (dynamic breakover voltage)**. Pentru ca diacul să rămînă în conducție este necesar ca valoarea curentului să nu coboare sub **curentul de menținere**  $I_H$ ; acesta este echivalentul curentului de vale de la TUJ.

Aplicația tipică a diacului este generarea unor pulsuri de curent pentru comanda tiristoarelor și triacelor, într-o schemă similară unui oscilator de relaxare. De exemplu, în Fig. 6.37 pulsul de curent, fiind injectat în **poarta** tiristorului, comandă deschiderea acestuia și astfel se controlează comutarea unor curenți de zeci și sute de amperi.

### 3.B. Tiristorul

Numit și diodă controlată (în limba engleză se folosește frecvent prescurtarea **SCR** - Silicon Controlled Rectifier), **tiristorul** este un dispozitiv cu trei borne (Fig. 6.38). El poate să permită trecerea unor curenți foarte mari (de la amperi la sute de amperi, după tipul constructiv) într-un singur sens: de la **anod** la **catod**. Intrarea în conducție este comandată prin injectarea în **poartă** (gate în lb. engleză) a unui curent mult mai mic decât cel comandat.

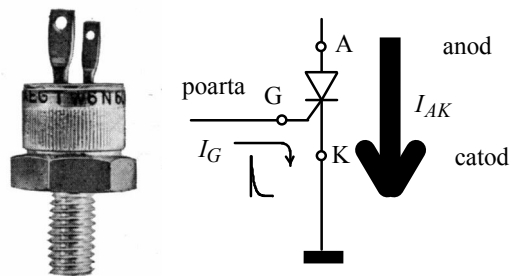


Fig. 6.38. Tiristorul.

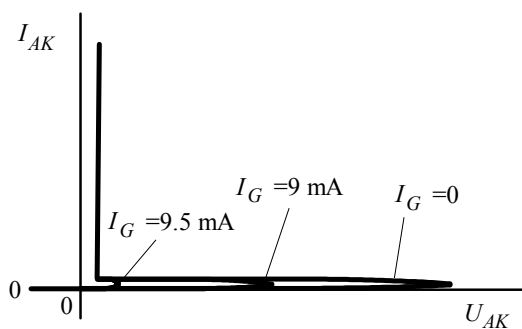


Fig. 6.39. Caracteristica statică anod-catod a tiristorului.

Avînd un terminal în plus, poarta, ne așteptăm ca **forma caracteristicii statice între anod și catod să depindă de curentul de poartă**. La o valoare nulă a curentului de poartă caracteristica anod-catod este una cu rezistență dinamică negativă (Fig. 6.39). Deosebirile de cele întâlnite la TUJ și diac sunt numai cantitative: tensiunea de amorsare este foarte mare (peste 400 de volți la tiristorul cu care lucrați) iar tensiunea reziduală este foarte mică (aproximativ 1 V).

Tensiunea de amorsare are intenționat valori mari pentru a nu putea fi depășită accidental de tensiunile din circuitele cu care se lucrează. Astfel, **fără curent de poartă**, tiristorul nu poate fi amorsat și el **este echivalent**

**între anod și catod cu un circuit întrerupt.**

Amorsarea tiristorului trebuie să fie făcută numai la comanda în poartă. Din figură se observă cum **creșterea curentului de poartă micșorează valoarea tensiunii de amorsare**. La o valoare a curentului de poartă suficient de mare, caracteristica anod catod este identică practic cu aceea a unei diode, fără să se mai vadă porțiunea de "întoarcere". În aplicațiile practice curentul de poartă **nu se modifică gradual**. El este menținut nul dacă nu vrem să amorsăm tiristorul (ca în Fig. 6.40 a), iar în momentul în care am decis să-l trecem în conducție, curentul de poartă este adus brusc la o valoare care să determine amorsarea sigură (desenul b al figurii). Din circuit deschis, tiristorul devine brusc diodă și curentul începe să circule.

Întreuperea ulterioară a curentului de poartă, deși produce revenirea tensiunii de amorsare la o valoare foarte mare (Fig. 6.40 c), nu poate bloca tiristorul deoarece nu afectează caracteristica în zona în care se găsește acum punctul de funcționare. Singura posibilitate de blocare este **coborîrea curentului anod-catod** la valori sub curentul minim de menținere.

În concluzie,

tiristorul poate fi amorsat prin creșterea curentului de poartă dar nu se mai blochează la revenirea la zero a curentului de poartă.

Blocarea tiristorului nu mai poate fi realizată decât prin aducerea la zero a curentului anod-catod, tocmai curentul comandat, care este de valoare mare.

Din acest motiv, funcționarea sa nu este echivalentă cu aceea a unui **releu electromagnetic** (întrerupător mecanic controlat de bobina unui electromagnet) și **el nu este utilizat**, decât foarte rar, **în circuitele de curent continuu**.

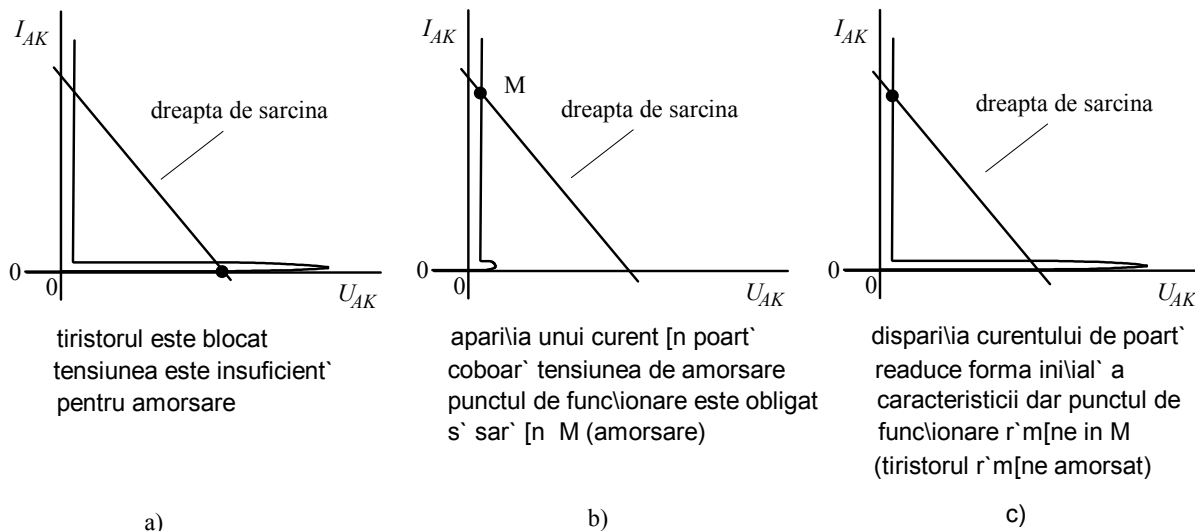


Fig. 6.40. Amorsarea tiristorului prin creșterea curentului de poartă.

În cazul **regimului sinusoidal**, însă, curenții trec automat prin valoarea nulă de două ori într-o perioadă.. Tiristorului i se spune (printr-un puls de curent în poartă) când să se amorseze iar el se blochează singur la coborîrea curentului anod-catod la valoarea zero.

### 3.C. Triacul

Triacul (Fig. 6.41), este un dispozitiv cu trei terminale, care are o funcționare similară cu aceea a tiristorului. Deosebirea este că

**triacul conduce în ambele sensuri.**

Din acest motiv se mai numește și tiristor bilateral (de unde și codificarea TB a producătorului român IPRS). Astfel, bornele între care circulă curentul comandat, de valori mari, se numesc amîndouă **anozi** (în literatura de limbă engleză se numesc simplu **main terminals**, terminale principale).

Că și la tiristor, intrarea în conducție este comandată prin curentul de **poartă**. De data aceasta, trebuie să luăm în considerație relația între sensul curentului de poartă și al celui comandat. Pentru aceasta, se definesc, ca în Fig. 6.42, patru cadrane de funcționare. Notăția lor completă, care evită orice confuzie, conține semnul tensiunii la terminalul principal 2 și semnul curentului de poartă (considerat pozitiv cînd intră în triac). Astfel, în ordine crescătoare, cele patru cadrane sunt T2+G+, T2+G-, T2-G- și T2-G+. Triacul poate fi amorsat în oricare din acestea, dar sensibilitatea (valoarea necesară a curentului de poartă) este diferită.

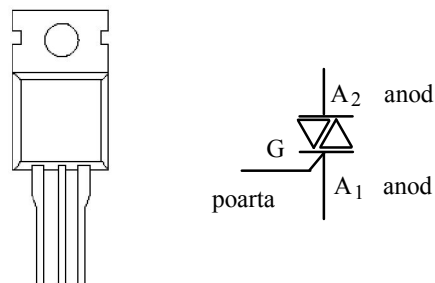


Fig. 6.41. Triacul.



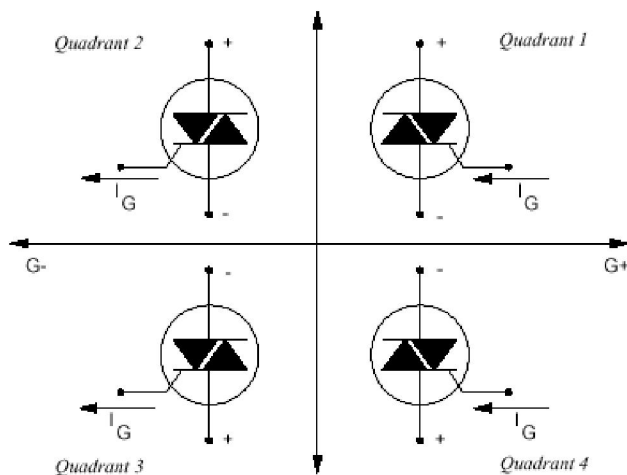


Fig. 6.42. Definirea cadranelor pentru comanda triacului.

Situația optimă (curenți de comandă mai mici) se obține atunci când curentul de poartă și curentul comandat au întodeuana același sens (cadranele I și III); funcționarea în cadranelor IV este bine să fie evitată.

Aceasta înseamnă că, dacă pulsurile de comandă sunt produse cu o singură polaritate, curentul trebuie să fie **absorbit** din poartă.

### 3.D. Variatoare de putere

Există multe situații practice când trebuie să modificăm puterea pe o sarcină alimentată la tensiune alternativă (încălzirea cuptoarelor, variația puterii unui motor electric, controlul luminii emise de un bec cu incandescență, etc.). Soluția utilizării unui **transformator reglabil (variac)** este neeconomică datorită prețului mare al acestui dispozitiv. Intercalarea în serie cu sarcina a unei rezistențe reglabile de putere (**reostat**) aduce, în plus, și dezavantajul disipării unei cantități importante de energie. Existența tiristoarelor și triacelor face posibilă realizarea unor **variatoare de putere** care funcționează în curent alternativ și care elimină dezavantajele amintite mai sus. Disipația de putere pe elementul de control este mult redusă: în stare blocată curentul este practic nul iar în stare de conducție tensiunea reziduală are valori mici (1 - 2 V).

Există două moduri complet diferite în care pot funcționa variatoarele de putere.

În cazul variatoarelor **cu undă plină (static switches)** triacul conduce un număr întreg de semiperioade și apoi este menținut blocat un alt număr de semiperioade; prin modificarea raportului celor două numere, este controlată puterea medie pe sarcină

Principiul acestui mod de control este reprezentat în Fig. 6.43 a). Dezavantajul său este viteza mică de modificare a puterii medii pe sarcină. În figura anterioară, amorsarea triacului este făcută **sincron** cu rețeaua, la începutul fiecărei semialternanțe, dar în circuitele economice, de puteri mici, poate fi făcută și asincron.

Al doilea mod de funcționare se bazează pe amorsarea triacului pe fiecare semialternanță, dar cu întârziere diferită, ca în Fig. 6.43 b).

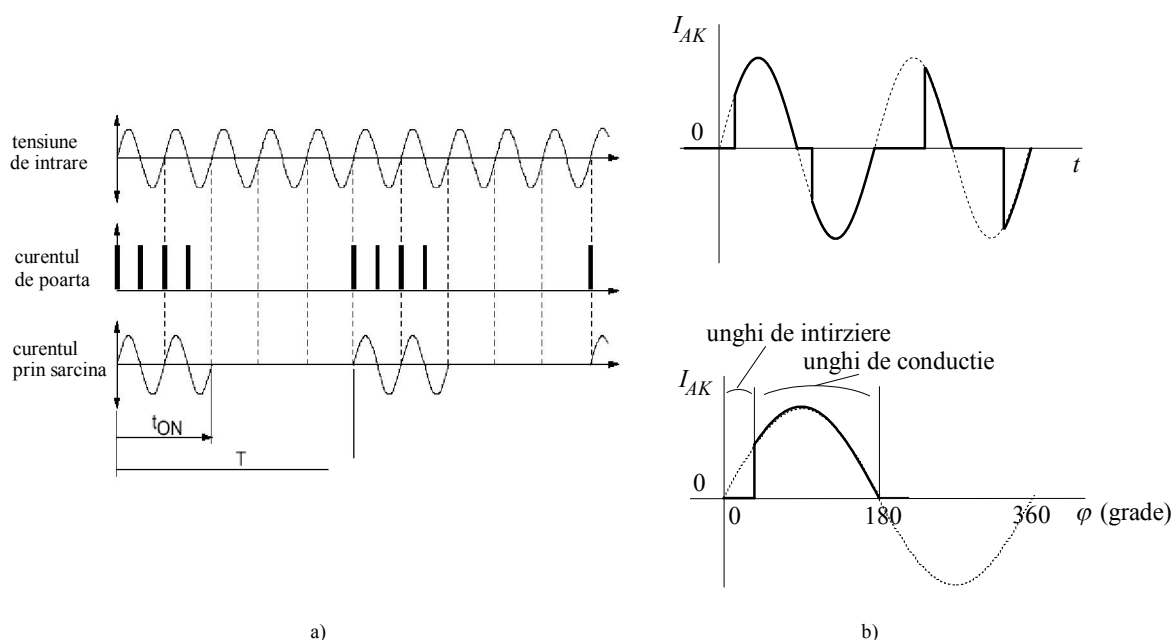


Fig. 6.43. Controlul puterii cu undă plină (a) și cu undă tăiată (b).

În funcționare **cu undă tăiată** (sau cu **control în fază**), prin rezistența de sarcină trece numai o "porție" din semilaternanța curentului. Lungimea porției este controlată prin momentul amorsării.

Momentul amorsării este caracterizat, așa cum se vede în figură, de **unghiul de întârziere**. Astfel, **unghiul de conducție** poate fi modificat de la zero (putere nulă pe sarcină) până la aproape  $180^\circ$  (aproximativ puterea maximă disponibilă). Viteza cu care se poate controla puterea medie este mai mare dar curentul prin sarcină suferă acum salturi rapide care produc perturbații electromagnetice.

Ambele moduri de funcționare pot fi aplicate consumatorilor care acceptă salturi bruște ale tensiunii aplicate (becuri, rezistențe de încălzire) dar nu și celor pentru care variația sinusoidală este obligatorie (de exemplu, primarul transformatorului de alimentare al unui aparat de radio).

Principala problemă care trebuie rezolvată este producerea pulsurilor de amorsare la o întârziere controlată față de trecerea prin zero a tensiunii rețelei. De fapt, nu trebuie să modificăm unghiul de conducție chiar pe întreg domeniul  $0 - 180^\circ$ , deoarece, așa cum se vede în Fig. 6.44, la un unghi de conducție  $30^\circ$  puterea pe sarcină este abia 3 % din cea maximă, pe când la unghiul de  $150^\circ$  ea a ajuns deja la 97 %.

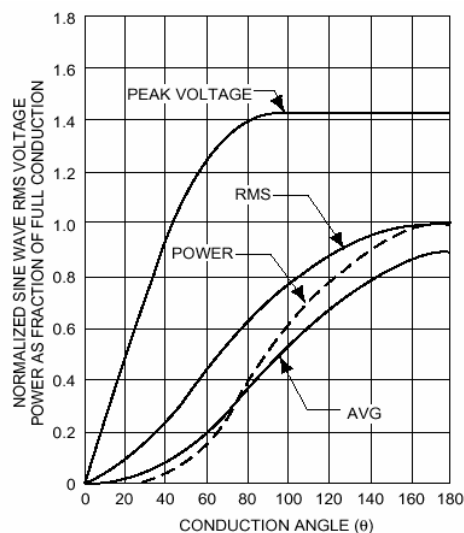


Fig. 6.44. Dependența de unghiul de conducție a tensiunii de pic (PEAK VOLTAGE), tensiunii efective (RMS) și tensiunii medii (AVG), toate normalizate la valoarea de 220 V. Este reprezentată, de asemenea, puterea (POWER) normalizată la valoarea sa maximă).

Cea mai simplă și comună cale de producere a pulsurilor de amorsare este prin utilizarea unui **oscilator de relaxare** cu becuri cu neon, tranzistoare unijoncțiune sau diace. Încărcarea condensatorului se face de la o tensiune sincronă cu rețeaua iar întârzierea cu care se atinge pragul de amorsare depinde de capacitatea condensatorului și rezistența prin care se încarcă.

Un circuit tipic este cel din Fig. 6.45. Valoarea aleasă pentru condensatorul  $C_2$  trebuie să fie suficient de mare pentru ca pulsul de curent să amorseze cu siguranță triacul. În general, o capacitate de 47 nF - 100 nF este suficientă pentru aceasta.

Efectul rezistenței  $R_1 + R_2$  asupra momentului amorsării are loc prin două prin două mecanisme. În primul rând, gruparea rezistență - condensator poate fi privită ca un divizor pentru semnale sinusoidale. Creșterea valorii rezistenței produce micșorarea amplitudinii și valoarea de amorsare este atinsă mai târziu; în consecință, unghiul de conducție scade, așa cum se vede în Fig. 6.46 a). De exemplu, la o valoare a rezistenței de 350 k $\Omega$ , amplitudinea în punctul M este de 28 V și valoarea de amorsare de 32 V nu mai este atinsă, unghiul de conducție devenind zero. Dacă acesta ar fi singurul mecanism de acțiune, nu s-ar putea obține unghiuri de întârziere mai mari de 90° și unghiul de conducție nu ar putea ajunge în intervalul 0 - 90°. În al doilea rând, gruparea RC produce o **defazare** înapoi a tensiunii sinusoidale, ca în Fig. 6.46 b). De exemplu, la  $R_1 + R_2 = 32$  k $\Omega$ , defazajul este de 45°; la întârzierea produsă de primul mecanism se adaugă, deci, și acest unghi.

Analiza anterioară a luat în considerare o formă de undă sinusoidală, dar amorsarea diacului face ca potențialul nodului M să nu evolueze sinusoidal; în plus, la amorsarea triacului, tensiunea între anozii săi scade practic la zero și nici tensiunea la capătul rezistenței  $R_1$  nu este sinusoidală. În consecință, lucrurile sunt mai complicate, apărînd un fenomen de **histerezis** al reglajului puterii la modificarea valorii rezistenței: cu triacul blocat, la scăderea rezistenței, se obțin dintr-o dată unghiuri de conducție mari, urmînd ca numai la creșterea ulterioară a rezistenței să ajungem la unghiuri de conducție mici. Diminuarea histerezisului se poate face modificînd rețeaua de defazare, ca în Fig. 6.47.

În sfîrșit, să ne ocupăm de celelalte elemente care apar în schemele variatoarelor. Inductanța  $L_1$  și condensatorul  $C_1$  formează un **filtru de deparazitare** care împiedică perturbațiile produse de variația bruscă a curentului să ajungă în rețeaua de alimentare și să afecteze funcționarea altor consumatori (fără acest filtru, un aparat de radio pe unde medii nu ar putea fi utilizat în apropierea variatorului).

Dacă tensiunea la bornele  $A_1$  și  $A_2$  ale triacului variază prea repede, triacul se poate amorsa fără să fie comandat în poartă (autoamorsare prin efect  $dU/dt$ ). Micșorarea acestei viteze de variație se face cu gruparea serie  $R_3 - C_3$ , numită **snubber** în limba engleză.

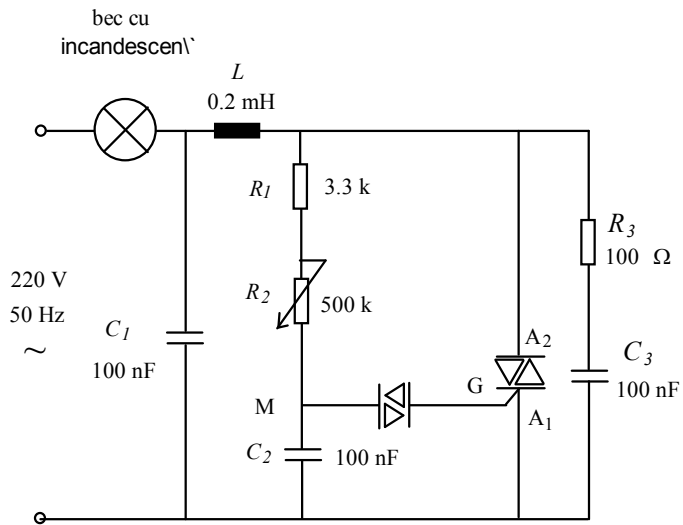


Fig. 6.45. Variator de putere.

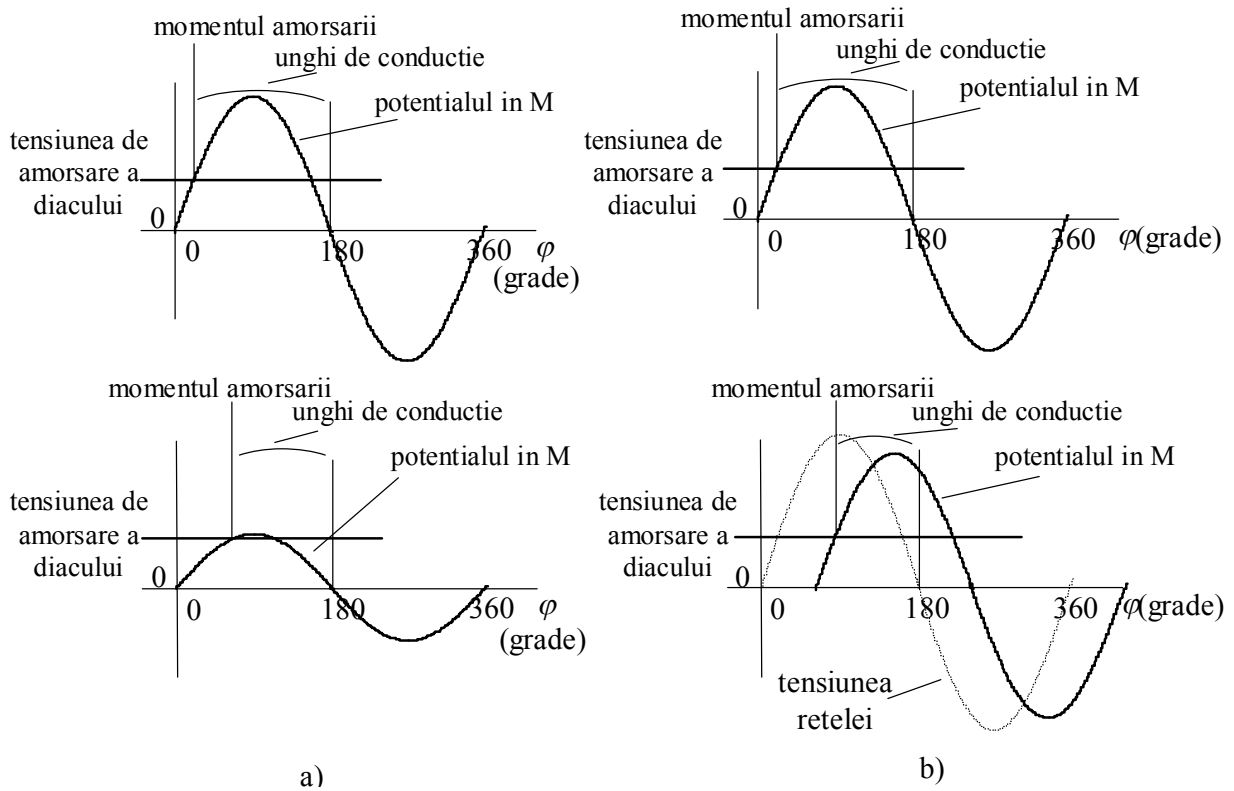


Fig. 6.46. Efectul rezistenței asupra momentului amorsării: prin modificarea amplitudinii (a) și prin defazare (b).

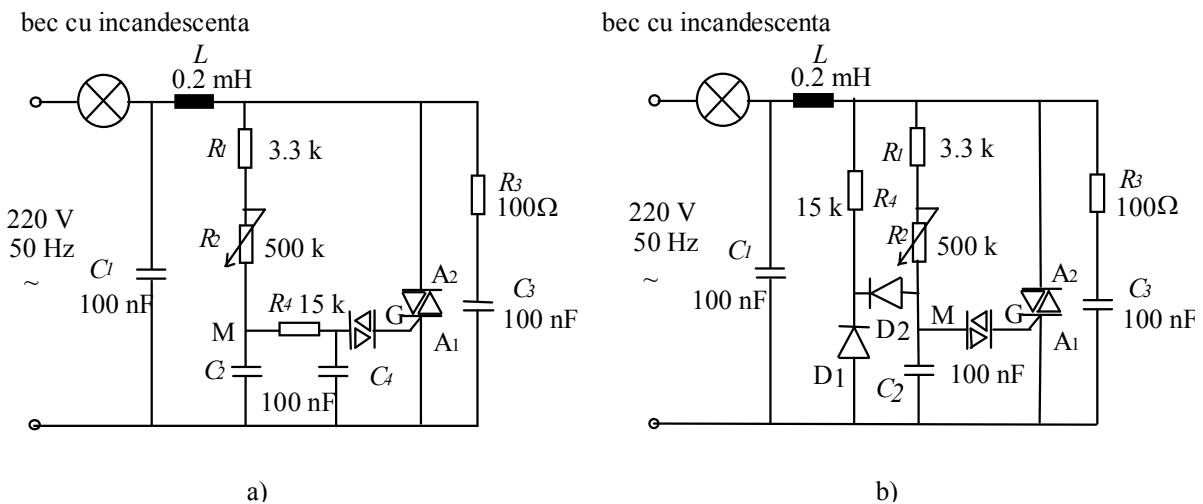


Fig. 6.47. Variatoare de putere fără histerezis.

Circuitele de comandă discutate au avantajul că funcționează alimentate **direct de la rețea** și nu complică aparatul cu alimentatoare suplimentare (transformatoare, redresoare, filtre...). În cazul în care se urmărește realizarea unui sistem mai performant (ca, de exemplu, termostatarea unei incinte) sau sursele de

alimentare cu tensiune continuă sunt oricum utilizate, controlul amorsării tiristoarelor sau triacelor poate fi efectuat cu **circuite integrate specializate**. Acestea permit **controlul electronic** al unghiului de deschidere prin intermediul unei tensiuni electrice. Astfel, circuitul  $\beta A145$ , produs de IPRS, controlează unghiul de conducție între  $0$  și  $178^\circ$  când tensiunea sa de comandă evoluează între  $0$  și  $8$  V, dependența fiind liniară.

### 3.E. Redresoare controlate

Prima aplicație a tiristoarelor a fost legată de redresare, din acest motiv ele fiind cunoscute în literatura de limbă engleză ca "silicon controlled rectifiers" (rectifier înseamnă redresor). Prin înlocuirea cu tiristoare a două diode dintr-o punte se obține un redresor dublă alternanță comandat (Fig. 6.8 a). În absența pulsurilor de comandă, tiristoarele sunt blocate și curentul pe sarcină este identic nul. La cealaltă extremă, dacă tiristoarele ar fi tot timpul amorsate, funcționarea lor ar fi identică cu aceea a unor diode și pe sarcină am găsi binecunoscuta tensiune de la redresarea dublă alternanță (desenul b al figurii).

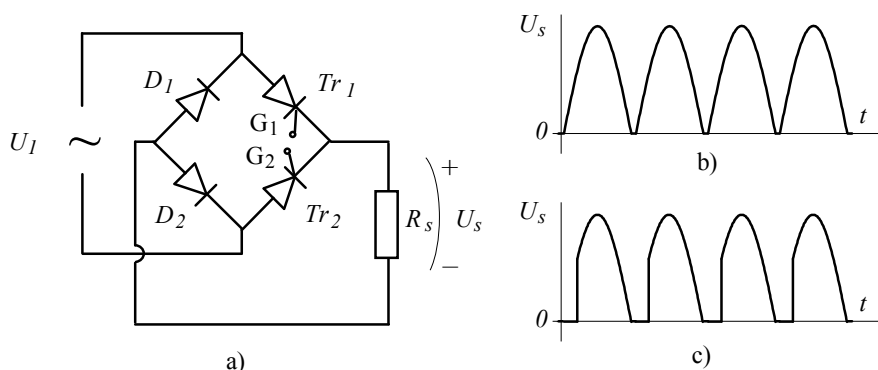


Fig. 6.48. Redresorul controlat.

În funcționare, însă, tiristoarele sunt amorsate cu un anumit unghi de întârziere față de începutul semialternanțelor (ca în Fig. 6.48 c) și, astfel, tensiunea medie pe sarcină poate fi controlată gradual între zero și valoarea maximă (care s-ar obține cu puntea obișnuită). În figură nu a fost reprezentat circuitul de comandă pentru porțile celor două tiristoare. Acesta trebuie să genereze pulsuri de curent cu întârziere controlată, la fel ca la variatoarele de putere discutate anterior.

Dezavantajul tiristoarelor de a conduce într-un singur sens poate fi depășit prin utilizarea unei punți de diode, ca în Fig. 6.49. Evoluția curentului prin sarcină este similară cu aceea furnizată de un variator de putere cu triac dar tiristoarele se fabrică pentru curenți mai mari decât triacele (care ajung numai pe la  $10$  A). Deși circuitul este asemănător cu cel de la redresorul dublă alternanță, trebuie remarcat că aici tiristorul este cuplat în locul unde era sarcina, pentru că el nu poate conduce decât într-un singur sens. În schimb, sarcina este acum legată înaintea punții, ea fiind alimentată în curent alternativ.

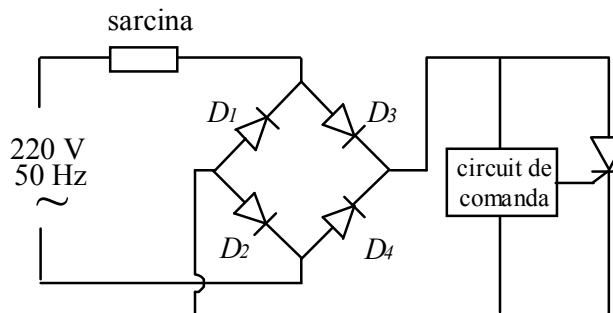



Fig. 6.49. Variator de putere dublă alternanță cu tiristor și punte.

## Enunțuri frecvent utilizate

(ațit de frecvent încit merită să le memorați)

-Diacul este un dipol care are o caracteristică simetrică cu regiuni cu rezistență dinamică negativă; tensiunea sa de amorsare este în domeniul 30-40 V.



- Diacul are simbolul  și este utilizat în circuite alimentate direct de la rețea pentru producerea pulsurilor de curent necesare amorsării tiristoarelor și triacelor.

- Tiristorul (sau dioda comandată, SCR în engleză) este un dispozitiv cu trei borne destinat controlării unui curent mare, care trece într-un singur sens, de la anod la catod; controlul se efectuează prin intermediul curentului de poartă.



-Pentru tiristor se utilizează simbolul 

- Caracteristica statică anod-catod a tiristorului are tensiunea de amorare suficient de mare pentru a nu putea fi atinsă în aplicații; saltul de amorsare are loc numai la apariția unui curent de poartă, care coboară tensiunea de amorsare la valori foarte mici (1 - 2 V).

- După amorsare, dispariția curentului de poartă nu mai poate produce blocarea tiristorului; aceasta se poate face numai prin întreruperea curentului anod-catod; din acest motiv tiristorul este utilizat rar în aplicații la curent continuu.

- Aplicația tipică a tiristorului este în circuitele de curent alternativ; aici momentul amorsării este controlat prin impulsul de curent în poartă iar blocarea se face automat la trecerea prin zero a curentului.

- Triacul este un tiristor bilateral, la care curentul controlat poate să circule în ambele sensuri;



simbolul rezervat pentru el este .

- Comanda triacului se face printr-un terminal unic, numit poartă. Pentru a obține sebsibilități mai bune, sensul curentului de poartă trebuie să coincidă cu sensul curentului comandat.

- La variatoarele de putere cu undă plină, sarcina primește semialternanțe întregi ale tensiunii alternative de alimentare: una din două, una din trei, ș.a.m.d.; acest tip de control al puterii medii pe sarcină este lent.

- Principiul variatoarelor de putere cu undă tăiată constă în alimentarea sarcinii cu porțiuni de semialternanță, mai lungi sau mai scurte; fiecare din ele începe la un moment dictat de pulsul de comandă și se sfârșește la trecerea prin zero a curentului.

- Controlul puterii cu undă tăiată este mai rapid dar variațiile bruște ale curentului produc perturbații electromagnetice.

- Circuitele care comandă variatoarele de putere cu undă tăiată furnizează pulsuri de curent, sincronizate cu rețeaua de alimentare dar întârziate față de trecerea prin zero a acesteia; prin modificarea unghiului de întârziere se controlează unghiul de conducție și, astfel, puterea medie pe sarcină.

-Pentru producerea acestor pulsuri se utilizează dispozitive cu rezistență dinamică negativă: diace, becuri cu neon sau tranzistoare unijoncțiune.

- Dacă circuitul poate fi mai complicat și nu trebuie alimentat direct de la rețea, pentru producerea pulsurilor de comandă se pot utiliza circuite integrate specializate.

## Termeni noi

<b>-diac</b>	dipol care are o caracteristică simetrică cu regiuni cu rezistență dinamică negativă; tensiunea sa de amorsare este în domeniul 30-40 V și este utilizat pentru controlul amorsării tiristoarelor și triacelor;
<b>-tiristor</b>	dispozitiv cu trei borne, destinat controlării în regim de comutație a unui curent mare, care trece într-un singur sens, de la anod la catod; controlul se efectuează prin intermediul curentului de poartă;
<b>-triac</b>	dispozitiv cu trei borne, similar cu tiristorul, dar la care curentul controlat trece în ambele sensuri;
<b>-variator de putere</b>	circuit care controlează puterea medie pe o sarcină;
<b>-controlul puterii cu undă plină</b>	control al puterii, realizat în curent alternativ prin trimiterea pe sarcină numai a anumitor semialternanțe;
<b>-controlul puterii cu undă tăiată</b>	control al puterii, realizat în curent alternativ prin trimiterea pe sarcină a unor porțiuni de semialternanțe, mai lungi sau mai scurte; în practică se controlează momentul de început al conducerii;
<b>-unghi de întârziere</b>	întârzierea față de începutul semialternanței, exprimată în grade, la care începe să circule curent prin sarcină; o semialternanța durează 180°;
<b>-unghi de conducție</b>	durata, exprimată în grade, în care curentul circulă prin sarcină;
<b>-redresor comandat</b>	redresor la care căile de curent sunt controlate cu tiristoare, numite și diode comandate; astfel, sarcina primește curent de la redresor, pe fiecare semialternanță, numai după amorsarea tiristoarelor;

## Probleme propuse

**P 6.3.1.** La bornele circuitului din Fig. 6.50 se aplică o tensiune care evoluează în timp conform desenului. Diacul are tensiunea de amorsare de 38 V și curentul de menținere de 0.5 mA. Determinați și reprezentați grafic evoluțiile în timp a tensiunii la bornele diacului și a curentului.

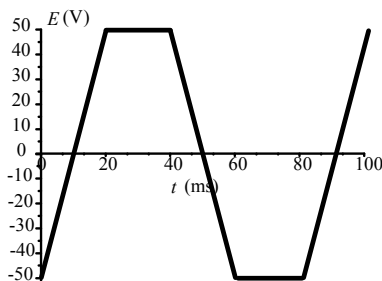
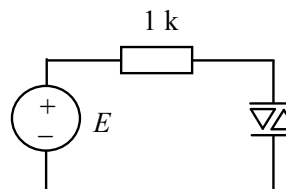


Fig. 6.50.

**P 6.3.2.** La circuitul din Fig. 6.49, care este un variator de putere cu tiristor și punte de diode nu am desenat explicit circuitul de comandă. Acesta este legat între anodul și catodul tiristorului unde, cu tiristorul blocat, tensiunea este cea obținută de la o punte dublă alternanță. Din acest motiv, putem utiliza pentru comandă un oscilator de relaxare sincronizat, cu tranzistor unijonțiune (Fig. 6.51), ca cel studiat la problema P 6.2.2. Formele de undă desenate sunt valabile când tiristorul este blocat.

a) După cât timp de la începerea unei semialternanțe dioda Zener începe să limiteze tensiunea? Exprimați acest timp în grade (o semialternanță are 10 ms și 180°).

b) Presupunând că tranzistorul unijonțiune are un raport de divizare intrinsec de 0.5, calculați valoarea rezistenței  $R$  astfel încât amorsarea tranzistorului să se producă cu o întârziere de 30° de la începutul semialternanței (țineți seama și de întârzierea obținută la punctul precedent).

c) Calculați valoarea rezistenței  $R$  necesară pentru un unghi de întârziere de 150°?

d) Ce procent din puterea maximă ajunge pe sarcină în cazurile celor două puncte precedente? (utilizați graficul din Fig. 6.44)

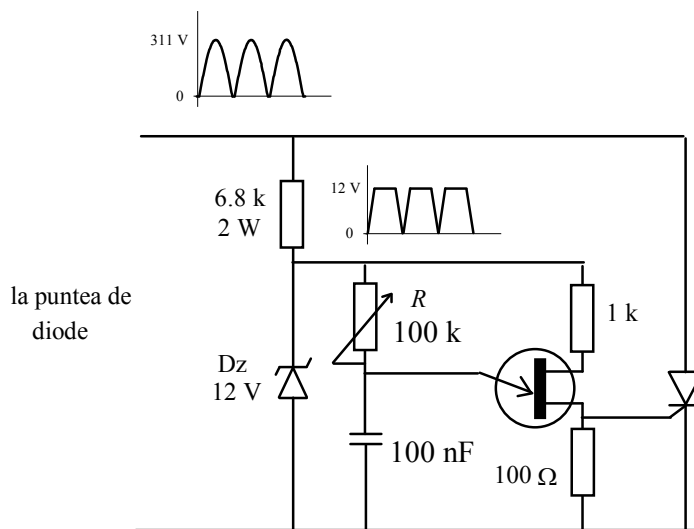


Fig. 6.51.



## Lucrare experimentală

### Experimentul 1. Caracteristica statică a diacului

Vom încerca aici să explorăm caracteristica statică a diacului și să vedem cu ochii noștri salturile și parcurgerea ei cu histerezis, așa cum am discutat la Secțiunea 6.1 despre dispozitive cu rezistență dinamică negativă. Pentru aceasta, vom avea nevoie de circuitul din Fig. 6.52. În stînga aveți un bloc care furnizează o **tensiune continuă**, reglabilă cu un potențiomtru între - 50 V și +50 V. Acest bloc este deja realizat pe planșetă, nu trebuie decât să-i furnizați tensiunea **alternativă** necesară, din secundarul transformatorului (traseele albastre) de pe planșeta cu variator de putere cu tiristor. De asemenea, circuitul constînd în rezistența  $R_1$  de

2 k $\Omega$ , diac și rezistența  $R_2$  de 20  $\Omega$  este și el gata construit și așteaptă doar să-l completați cu un conductor la borna B și să-l legați la sursa de tensiune reglabilă.

Rezistența  $R_1$  are rolul de a limita curentul, ea fiind rezistența de sarcină de la discuția caracteristicii statice. Vom determina punctul static în care se găsește circuitul (tensiunea pe diac și curentul) cu ajutorul unui **osciloscop**; el are avantajul că răspunde foarte rapid (mult mai rapid decât am putea noi să citim indicațiile unui aparat de măsură) și poate afișa pe ecran chiar forma caracteristicii.

Osciloscopul este un **voltmetru** care are în general două canale, notate cu  $Y_A$  și  $Y_B$  și afișează pe ecran dependența de timp a tensiunilor prezente la intrările canalelor; pentru aceasta, **spotul** (punctul luminos) se deplasează periodic pe axa X, cu viteză constantă. Aparatul poate funcționa însă și în modul XY; pentru varianta cu care veți lucra poziția spotului pe axa X este controlată de tensiunea de intrare a canalului B, canalul A rămînînd să controleze poziția pe axa Y a ecranului.

Cele două intrări ale osciloscopului au, datorită principiului de construcție o bornă comună, **masa**. Ele nu măsoară deci **decît tensiuni față de masă**. Din acest motiv, pentru vizualizarea caracteristicii statice folosim un truc. Cum pe axa Y trebuie să avem informația de curent, o convertim într-o tensiune față de masă prin intercalarea rezistenței  $R_2$ . Vom lega intrarea canalului A (el controlează deplasarea pe axa Y) în punctul A de pe schemă, avînd relația de corespondență

$$U_Y = I_{diac} \cdot 20\Omega.$$

Mai rămîne să aplicăm pe canalul B tensiunea de pe diac. Masa osciloscopului este legată la masa montajului și dacă legăm intrarea canalului B al osciloscopului în punctul B al montajului, el va măsura, de fapt suma dintre tensiunea de pe diac și cea de pe rezistența  $R_2$ . Nu este ceea ce dorim, dar putem alege rezistența  $R_2$  atît de mică încît contribuția ei să fie neglijabilă  $I_{diac} \cdot R_2 \ll U_{diac}$  și astfel tensiunea văzută de canalul B să fie practic tensiunea pe diac.

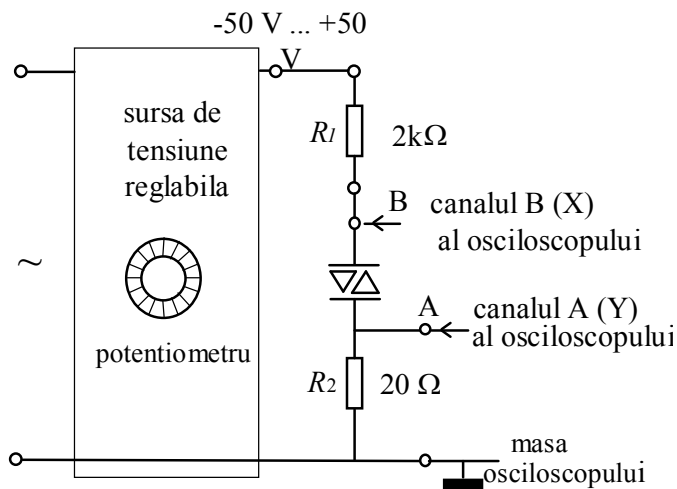


Fig. 6.52. Circuitul pentru explorarea caracteristicii statice a diacului.

*Observație:* Micșorarea rezistenței  $R_2$  face ca tensiunea culeasă de canalul A să devine mică dar osciloscopul are posibilitatea modificării independente a sensibilității fiecărui canal într-un domeniu extrem de larg (tipic între 5 mV/div și 20 V/div).

După ce ați legat unde trebuie sondele osciloscopului, treceți-l pe modul XY și, fără tensiune aplicată la capătului lui  $R_1$ , reglați poziția spotului în mijlocul ecranului. Stabiliți sensibilitatea la 10 V/div pe canalul B (care măsoară tensiunea pe diac) și 20 mV/div pentru canalul A. Aplicați tensiunea continuă la capătul de sus al rezistenței  $R_1$  și rotiți potențiometrul aducând tensiunea pe diac la zero (spotul în mijlocul ecranului).

Calculați cât înseamnă în valori de intensitate, o diviziune pe axa verticală și pregătiți-vă să desenați detaliat cadranul I al caracteristicii. Începeți rotirea lentă a potențiometrului, deplasând spotul spre dreapta. Țineți seama că o diviziune (**pătratul** de pe scală) înseamnă 10 V și observați ce se întâmplă. Dacă saltul a fost prea rapid și nu ați avut timp să rețineți ultima valoare a tensiunii dinainte de salt, reluați procesul, plecând din nou de la tensiune zero. Determinați, astfel, **tensiunea de amorsare**. Desenați pe graficul dumneavoastră, cu linie continuă, porțiunea de caracteristică pe care diacul era blocat.

Măsurați cu precizie coordonatele (tensiune și curent) ale punctelor de început și sfârșit ale saltului de amorsare. Desenați acest salt pe grafic, cu linie punctată. Verificați că el se face pe linia dreptei de sarcină (cunoașteți valoarea acesteia !)

După amorsare, continuați să rotiți potențiometrul în același sens, crescând tensiunea  $E$ . Ce se întâmplă cu tensiunea pe diac ? Notați-vă aceasă valoare, ea este **tensiunea reziduală**. Desenați și această porțiune de caracteristică, cu linie continuă.

După ce ați ajuns cu potențiometrul la capăt, rotiți-l încet în sens invers. Desenați restul din regiunea de conducție, care apare acum. Observați, apoi, saltul de blocare și desenați-l și pe el. Pentru a-l vedea mai bine, măriți sensibilitatea pe axa Y. Determinați cu precizie coordonatele capetelor sale și verificați că și acest salt se efectuează pe linia dreptei de sarcină. Măsurați valoarea curentului de menținere și notați-o pe caiet.

Efectuați acum de mai multe ori cele două salturi rotind potențiometrul înainte și înapoi. Trageți o concluzie asupra modului în care evoluează diacul pe diferitele porțiuni din caracteristică și formulați-o în scris.

După ce ați înțeles ce se întâmplă în cadranul I al graficului curent-tensiune, rotiți potențiometrul astfel încât să produceți amorsarea diacului în sensul celălalt al curentului (cadranul III al graficului). Este funcționarea sa simetrică ?

### Trasarea automată a caracteristicii

Deplasarea manuală a punctului de funcționare a fost necesară pentru a putea face diferența între evoluția pe caracteristică și salturi. Dispozitivul evoluează cuasistatic și la viteze mult mai mari, puteți încerca acest lucru rotind rapid potențiometrul sau **găsind o tensiune care să facă acest lucru în locul dumneavoastră**, adică să evolueze periodic între -50 V și 50 V. Această tensiune o aveți deja, este tensiunea alternativă cu care ați alimentat sursa de tensiune continuă. Pentru aceasta, desfăceți legătura sursei continue de la capătul de sus al rezistenței  $R_1$  și legați aici chiar

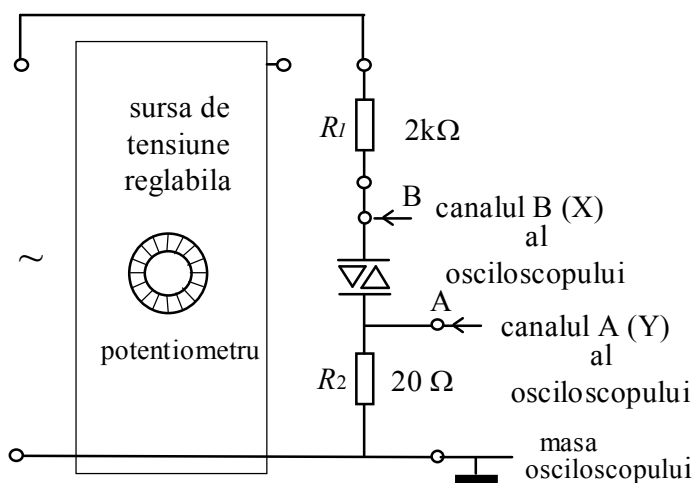


Fig. 6.53. Circuit pentru trasarea automată a caracteristicii statice a diacului.

capătul secundarului transformatorului, ca în desenul din Fig. 6.53. De data aceasta, tensiunea  $E$  va evolua

automat între  $-50\text{ V}$  și  $50\text{ V}$  cu o frecvență de  $50\text{ Hz}$ . La aceste viteze, inerția ochiului ne oferă un efect interesant: vizualizarea traiectoriei punctului de funcționare, adică imaginea caracteristicii. Deoarece salturile sunt foarte rapide, între capetele lor apare o linie puțin luminoasă, care este de fapt numai traiectoria spotului, el nefiind destul de rapid ca să urmărească evoluția curentului și tensiunii pe diac. Desenați din nou caracteristica statică, de data aceasta în ambele cadrane. Completați desenul cu sensurile de parcurgere pe care le-ați aflat la parcurgerea manuală a caracteristicii.

## Experimentul 2. Diacul în curent alternativ

Studiem în continuare circuitul de la experimentul precedent: un diac legat în serie cu un rezistor și, alimentate la o tensiune alternativă sinusoidală (Fig. 6.54). Pentru a înțelege ce se întâmplă, recitiți problema rezolvată de la sfârșitul secțiunii 6.1 și problema **P 6.3.1** de la această secțiune.

Treceți osciloscopul în funcționare normală (deplasarea automată a spotului pe axa X cu viteză constantă) și vizualizați dependența de timp a tensiunii și curentului. Ajustați viteza de baleiere (baza de timp) astfel încât să aveți pe ecran 1-2 perioade. Desenați **sincron** (unul sub altul, cu aceeași axă orizontală) aceste grafice (este bine să vă desenați, mai întâi, cu linie punctată, niște sinusoidale). Explicați evoluția tensiunii și curentului în timp, arătând pe grafice intervalele în care diacul este blocat sau amorsat.

Explicați de ce dacă înmulțim cu o constantă adecvată dependența de timp a curentului și o adunăm cu aceea a tensiunii obținem o sinusoidă. Puteți utiliza această observație pentru deducerea imediată a formei de undă a curentului, după ce ați determinat-o pe aceea a tensiunii.

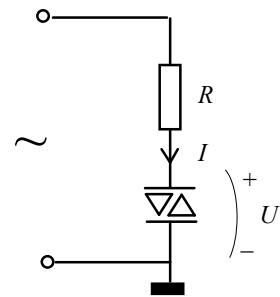


Fig. 6.54.

## Experimentul 3. Amorsarea și blocarea tiristorului

Veți investiga acum comportarea unui tiristor de  $1\text{ A}$  care rezistă la o tensiune de cel puțin  $400\text{ V}$ . Mai întâi veți învăța să-l amorsați și să-l blocați **în curent continuu**. Aveți pe planșetă un circuit ca în Fig. 6.55. Alimentați circuitul de la o sursă de tensiune continuă cu valoarea de  $20\text{ V}$ . Observați și notați starea becului. Cuplați apoi și sursa de alimentare din poarta tiristorului, **după ce ați reglat la zero tensiunea sa**.

Aveți un curent nul prin poartă. Verificați încă o dată dacă becul este aprins sau nu și începeți să creșteți încet curentul de poartă prin mărirea tensiunii sursei  $V_{A2}$ . Observați ce se întâmplă la o anumită valoare a curentului de poartă și notați această valoare. Dacă nu ați avut timp să notați valoarea, întrerupeți alimentarea planșetei, alimentați-o din nou și reluați procesul. Formulați în scris această observație.

După aprinderea becului, mai avem nevoie de curentul de poartă ? Pentru a răspunde la această întrebare întrerupeți circuitul de poartă (desfaceți legătura între miliampermetru și punctul B). S-a blocat tiristorul ? Formulați o concluzie în privința a ceea ce putem face prin curentul de poartă.

Nici formularea concluziei nu ne-a ajutat să stingem becul. **În absența curentului de poartă**, încercați o soluție de "forță brută": întrerupeți chiar și pentru un timp foarte scurt curentul prin bec scoțind firul de alimentare a plăcii. La revenirea alimentării tiristorul mai este amorsat ? Formulați o concluzie asupra modului în care puteți bloca un tiristor deja amorsat.

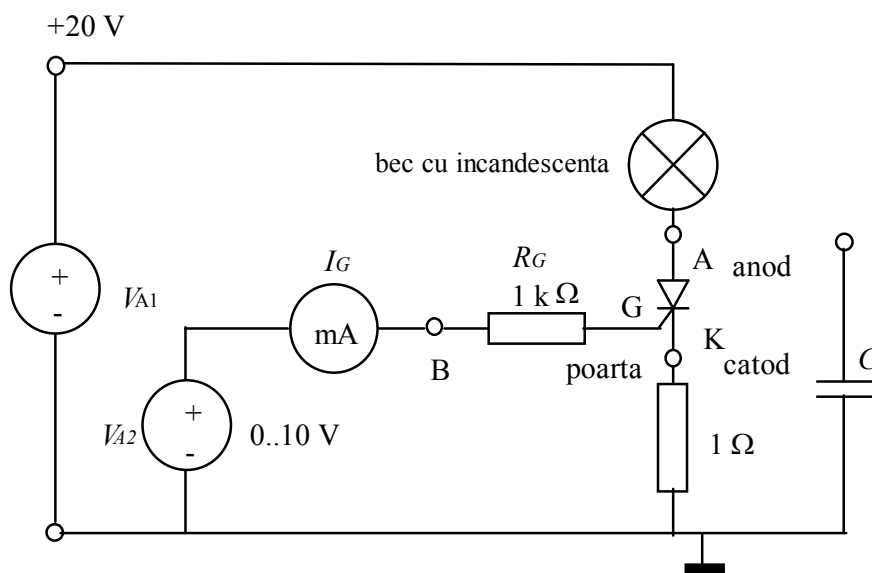


Fig. 6.55. Circuit pentru studiul amorsării și blocării tiristorului.

Este nevoie să anulăm curentul prin bec sau doar curentul prin tiristor? Noi i-am anulat pe amândoi pentru că becul era în serie cu terminalul de anod al tiristorului. Putem încerca un truc. Amorsăm tiristorul, anulăm curentul de poartă dar nu mai întrerupem alimentarea. În schimb facem un **scurtcircuit între anod și catod**. Becul continuă să ardă deoarece curentul care înainte trecea prin tiristor circulă acum prin sârma cu care am realizat scurtcircuitul. Prin tiristor însă **nu mai circulă curent**. Desfaceți scurtcircuitul. Își mai aduce aminte tiristorul că era în conducție? Formulați o concluzie.

Noi am menținut curentul nul prin tiristor un timp destul de lung. Putem încerca și altceva. Amorsați tiristorul și apoi anulați curentul de poartă. Nu vom mai scurtcircuita cu un conductor bornele de anod și catod. În schimb vom lega între ele **un condensator decărcat complet (cu tensiune nulă)**. Îl aveți pe planșetă în dreapta. Scurtcircuitați-i pentru un anumit interval bornele ca să vă asigurați că este descărcat. Apoi legați-l la anodul tiristorului amorsat (celaltă bornă este legată constructiv la catod). Ce se întâmplă cu becul? Formulați o explicație.

În încheierea experimentului formulați o concluzie generală asupra modului în care poate fi amorsat și apoi blocat un tiristor.

#### Experimentul 4. Caracteristica statică a tiristorului

Pentru trasarea automată a caracteristicii statice a tiristorului vom utiliza un circuit (Fig. 6.56) similar cu cel de la diac. Singura deosebire este că acum avem un terminal în plus, poarta, prin care vom trimite un curent constant. După ce v-ați copiat schema circuitului, alimentați cu tensiune alternativă de la transformatorul plăcii cu variator cu tiristor (traseele albastre). Treceți osciloscopul în modul XY, aduceți spotul în mijlocul ecranului și legați intrările A și B ale osciloscopului la circuit.

Începeți cu un curent de poartă egal cu zero. Cum arată forma caracteristicii? De ce nu observați punctul de întoarcere (amorsarea)? Amintiți-vă că aveți un tiristor de 400 V. Creșteți apoi încet curentul de poartă. La un moment dat, punctul de întoarcere "intră în ecran" venind din dreapta. Desenați caracteristica pentru două valori diferite ale curentului de poartă. Formulați în scris o concluzie despre influența curentului de poartă asupra tensiunii de amorsare.

Creșteți curentul de poartă pînă cînd caracteristica devine asemănătoare cu aceea a unei diode. Desenați-o și notați curentul de poartă la care se întîmplă acest lucru. Măsurați valoarea tensiunii reziduale.

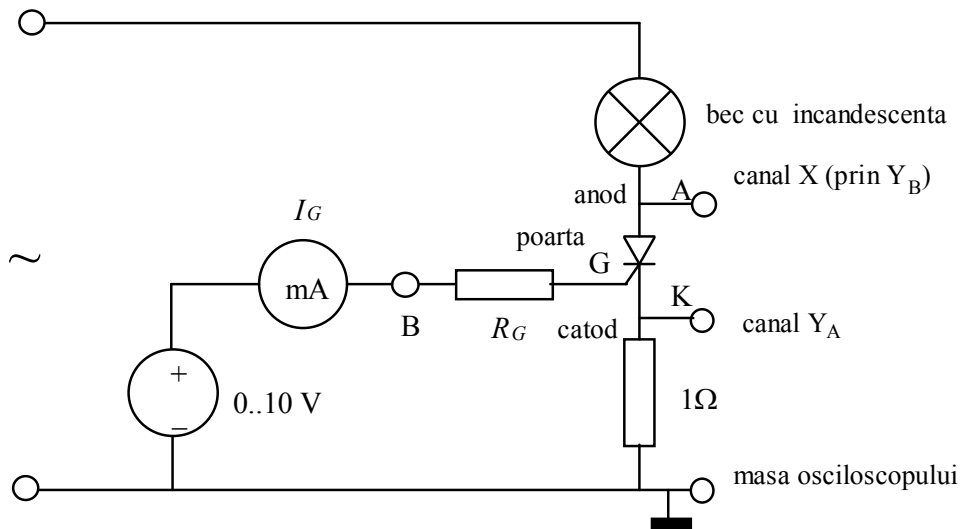


Fig. 6.56. Circuit pentru trasarea automată a caracteristicii statice anod-catod a tiristorului.

### Experimentul 5. Variatorul de putere cu tiristor

Există o multitudine de variante de circuite care controlează momentul apariției pulsurilor de comandă a amorsării. În schema realizată pe planșetă și prezentată în Fig. 6.57, modificarea valorii rezistenței  $R$  schimbă defazajul tensiunii între punctele  $M$  și  $N$ , amplitudinea sa rămînînd constantă. Astfel, dioda  $D$  se deschide mai devreme sau mai tîrziu, aplicînd pe poartă curentul necesar amorsării. Rezistența de  $1 \Omega$  a fost introdusă ca și la experimentele anterioare pentru a putea vizualiza evoluția curentului. Valoarea ei este suficient de mică astfel încît căderea de tensiune la bornele sale să fie neglijabilă față de tensiunea anod catod.

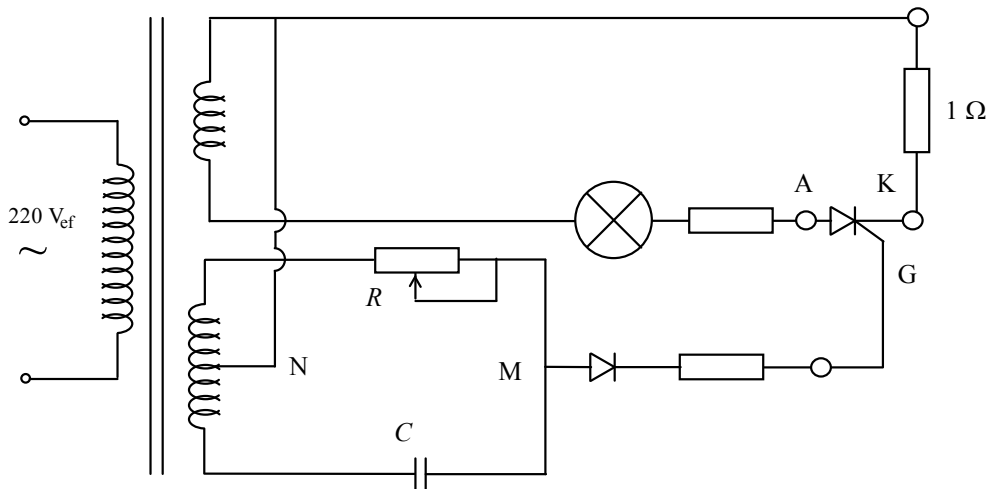


Fig. 6.57. Variator de putere cu tiristor.

Cuplați ștecherul la rețeaua de alimentare a laboratorului (220 V, 50 Hz) și rotiți axul potențiometrului, observând modificarea intensității luminoase a becului montat ca sarcină. Vizualizați pe cele două canale ale osciloscopului evoluția în timp a tensiunii anod catod și a curentului prin sarcină, pentru diverse poziții ale potențiometrului. Dacă nu reușiți să descoperiți cum trebuie legat osciloscopul, întorceți-vă la schema din Fig. 6.56: trebuie să utilizați același principiu. Conduce tiristorul pe amândouă semialternanțele ?

Alegeți o poziție a potențiometrului pentru care unghiul de deschidere are o valoare intermediară și, desenați cele două forme de undă, ale curentului și ale tensiunii, **sincron**, una sub cealaltă (mai întâi desenați punctat câte o sinusoidă pe fiecare grafic și liniile verticale corespunzătoare salturilor). Notați intervalele în care tiristorul este blocat sau conduce și calculați, aproximativ, unghiul de deschidere.

Explicați de ce blocarea tiristorului are loc **înainte** de trecerea prin zero a tensiunii de alimentare. Determinați valoarea **curentului de menținere** și, de asemenea, a tensiunii reziduale.

Modificați valoarea unghiului de deschidere și desenați din nou graficele.

### Experimentul 6. Variatorul de putere cu triac

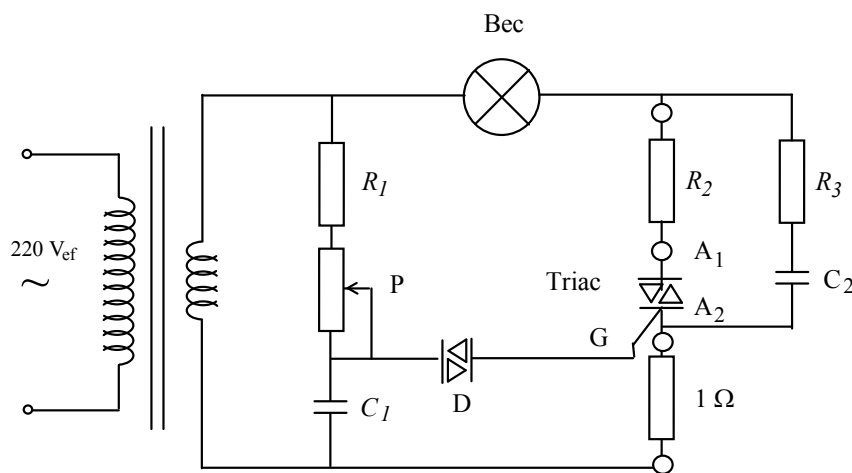


Fig. 6.58. Variator de putere cu triac.

Circuitul din Fig. 6.58, pe care îl aveți realizat pe planșetă, este un circuit tipic utilizat pentru controlul puterii becurilor cu incandescență. Pentru a evita riscul unor electrocutării, el a fost construit să funcționeze la o tensiune mai mică decât 220 V. Rezistența de  $1 \Omega$  a fost introdusă ca și la experimentele anterioare pentru a putea vizualiza evoluția curentului. Valoarea ei este suficient de mică astfel încât căderea de tensiune la bornele sale să fie neglijabilă față de tensiunea anod catod.

Utilizând cele două canale ale osciloscopului, vizualizați simultan evoluția în timp a curentului prin sarcină și a tensiunii între anozii triacului. Formulați o concluzie asupra diferenței de comportare între tiristor și triac. Determinați valorile curentului de menținere și a tensiunii reziduale.

Desenați sincron aceste forme de undă. Încercați să justificați că dacă le înmulțim cu constante adecvate și le adunăm, obținem o sumă care este o sinusoidă.

## Pagină distractivă

După ce ai citit câteva cărți și manuale străine, ceea ce te uimește când revii la manualele scrise pe la noi este prețiozitatea limbajului, stilul "academic", parcă mai accentuat pe măsură ce vârsta cititorului căruia i se adresează este mai mică. Autorii respectivi nu ar scrie nici în ruptul capului "rezistorul  $R_2$  trage în sus potențialul punctului M" sau "din circuitul integrat este absorbit un curent pe la borna 5". Complicarea inutilă a limbajului încearcă de multe ori să ascundă neștiința autorilor respectivi și conduce la afirmații false, ca să nu spunem aberante. Iată ce ne spun autorii unui manual de liceu<sup>1</sup> despre alimentatoarele electronice

"În practică, montajele electrice și electronice pot fi alimentate și de la surse (alimentatoare) electronice, a căror rezistență internă variază neliniar, deci nu putem aplica legea lui Ohm".

Care va să zică, pentru a putea aplica legea lui Ohm ar trebui ca rezistența internă să varieze liniar. Ne ajunge atât, nici nu ne mai întrebăm în raport cu ce variabilă.

La câteva pagini distanță, autorii își imaginează cum ar sta lucrurile cu adaptarea de impedanță, necesară transferului maxim de putere:

"În circuitele cu curenți de mică intensitate (în radiotehnică, telecomunicații), se spune că rezistența receptorului este adaptată la rezistența generatorului. Această condiție rămâne valabilă și în regim variabil (ai auzit, probabil, că "rezistența în regim variabil" a difuzoarelor sau a boxelor trebuie să fie egală cu cea a amplificatorului, deoarece, în caz contrar, puterea acustică reală este mai mică decât valoarea nominală înscrisă în prospectul amplificatorului de către firma constructoare)."

În ciuda limbajului foarte serios (puterea acustică reală, etc.), realitatea se încapățânează să fie altfel. În radiotehnică și telecomunicații "rezistențele" chiar sunt adaptate (nu numai "se spune" cum afirmă specialiștii noștri) nu pentru că avem "curenți de mică intensitate" ci pentru că **frecvențele sunt mari**, circuitele sunt cu parametri distribuiți iar adaptarea se face cu impedanța caracteristică a liniei de transmisie (a cablului). Cît despre exemplul din audiofrecvență cu egalitatea dintre impedanța difuzorului și cea a amplificatorului, suntem în plin suprealism. Puteți oricînd înlocui difuzorul de  $8 \Omega$  cu unul de  $4 \Omega$ , puterea obținută va fi mai mare și în consecință vor crește **distorsiunile** și s-ar putea să distrugeți amplificatorul prin supraîncălzire. Nici vorbă de egalitatea impedanțelor, aceea a amplificatorului este mult mai mică.

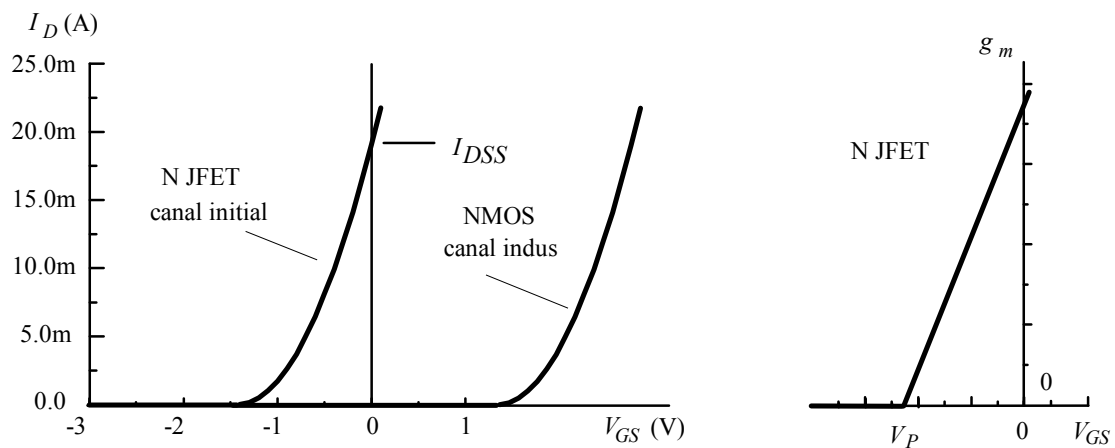
Știm că prin consumatoare curentul circulă de la potențial ridicat la potențial coborît, pe cînd în generatoare curentul trece de la potențial coborît la potențial ridicat; putem să ținem minte ușor acest lucru prin analogie cu sistemele hidraulice. Iată cît de complicat apare aceasta în manualul citat mai sus:

"Tensiunea la borne (de la potențialul mai mare către potențialul mai mic) are același sens ca și intensitatea curentului prin dipolii pasivi (prin rezistorul  $R$ , de exemplu) și sens opus prin dipolii generatori, activi". Nu putem da vina numai pe autorii respectivi, aproape în toate textele de electrocinetică de pe la noi se definește un sens pentru tensiunea electrică în loc să se spună simplu că, de exemplu, potențialul punctului M este mai ridicat decît al punctului N. Se desenează, astfel, tot felul de săgeți, inclusiv pe sursele de tensiune, în loc să se scrie binecunoscutele semne + și - . De ce această opțiune ? Pentru a putea formula regulile mnemotehnice ce constituie în aceste texte "legea a II-a a lui Kirchhoff  $\sum E_k = \sum I_k R_k$ ".

<sup>1</sup> \*\*\* , "Fizică - Manual pentru clasa a X-a, F1", Editura Teora Educațional, București, 2000, pag. 97.



## Tranzistoare cu efect de câmp

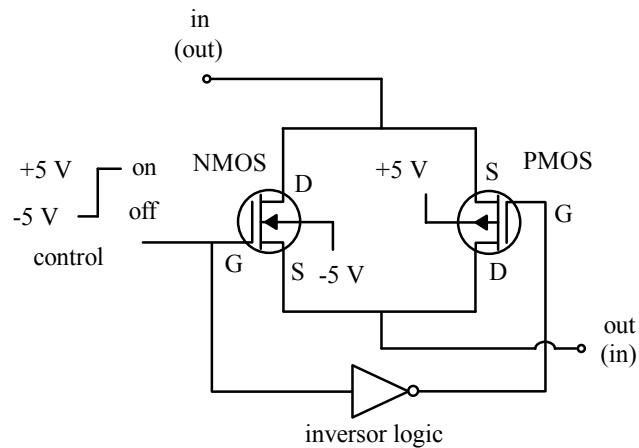


Prezentare generală 217

7.1. Tranzistoare metal-oxid-semiconductor (MOSFET) 218

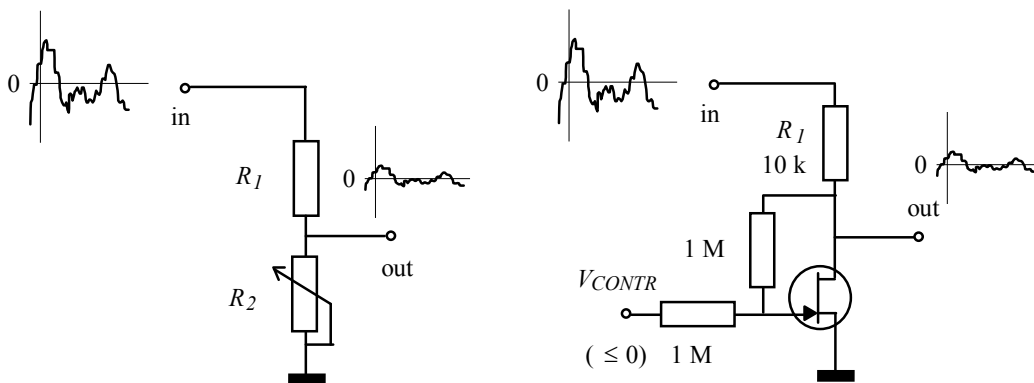
7.2. Tranzistoare cu poartă joncțiune (JFET) 239





### 7.1. Tranzistoare metal-oxid-semiconductor (MOSFET)

- 1.A. Simboluri și mod de funcționare 218
- 1.B. Caracteristica de transfer 220
- 1.C. Caracteristica de ieșire 222
- 1.D. Aplicație: comutatorul analogic 224
- Probleme rezolvate 232, probleme propuse 233
- Lucrare experimentală 234



### 7.2. Tranzistoare cu poartă joncțiune (JFET)

- 2.A. Simboluri și mod de funcționare 239
- 2.B. Caracteristici statice 239
- 2.C. Surse de curent cu JFET 243
- 2.D. Repetorul pe sursă 245
- 2.E. Atenuatorul controlat 246
- Problemă rezolvată 250, probleme propuse 251
- Lucrare experimentală 253

## Prezentare generală

Principiul de funcționare al triodei cu vid, primul dispozitiv electronic capabil să "amplifice", inventat în 1906 de către Lee De Forest, se bazează pe controlul unui flux de electroni, control realizat prin respingerea parțială a lor de către un câmp electric. Deoarece electronii sunt respinși de electrodul de comandă, numit **grilă** (**grid** în engleză), iar suprafața acestuia (de forma unei plase) este mică, **intensitatea curentului de grilă necesar pentru comanda dispozitivului este practic nulă.**

Pentru a elimina dezavantajele tuburilor electronice, în anii 1930-1935 se fac încercări de a construi un dispozitiv la care un câmp electric aplicat din exterior să controleze curentul electric printr-un **semiconductor**; tehnologia acestor materiale era abia la început și tentativa eșuează. În 1945, la Bell Laboratories, Shockley și apoi Brattain încearcă, fără succes, realizarea unui astfel de dispozitiv. Trei ani mai târziu, același grup descoperă, din întâmplare, **tranzistorul cu contacte punctiforme**. Apoi Shockley imaginează tranzistorul sandwich, **cu joncțiuni**, care se impune rapid începând cu 1951. Tranzistorul cu contacte punctiforme rămîne doar în istorie; azi, prin tranzistoare bipolare înțelegem, de fapt, tranzistoare bipolare cu joncțiuni.

Controlul curentului de colector se realizează la acest tip de dispozitiv prin **curentul ce străbate joncțiunea emitor-bază**. Privit din afară însă, tranzistorul bipolar poate fi privit atît ca un amplificator ce amplifică cu factorul  $\beta$  (aproximativ constant, de ordinul sutelor) curentul de bază, cît și ca un dispozitiv **transconductanță** în care curentul de colector este controlat de tensiunea-bază emitor. Dar, indiferent cum privim noi lucrurile, sursa de semnal care comandă tranzistorul bipolar **trebuie să debiteze sau să absoarbă un curent** care este de ordinul a 1 % din curentul comandat. }i aceasta, dacă nu am ales cumva conexiunea cu bază comună, în care sursa de semnal trebuie să debiteze întregul curent comandat... Astfel, tranzistorul bipolar era, într-un fel, o deziluzie. Din acest motiv, au continuat încercările de a construi un tranzistor la care controlul să se efectueze printr-un câmp electric, fără să fie nevoie de existența unui curent de comandă. Sunt produse, mai întîi tranzistoare cu efect de câmp cu poartă joncțiune iar în 1960, tot la Bell Laboratories, pornind de la teoria lui Shockley, fizicianul John Atalla realizează primul tranzistor cu efect de câmp de tip MOS (metal-oxid-semiconductor).

La tranzistoarele cu efect de câmp (**FET - field effect transistors**) conducția între **drenă** și **sursă** are loc printr-o regiune limitată a semiconductorului, numită **canal**. Curentul între terminalul de drenă și cel de sursă este controlat prin câmpul electric determinat de tensiunea aplicată pe **poartă (gate)**. Or, cel puțin în principiu, pentru a menține un câmp electric nu avem nevoie de un curent care să circule. Astfel,

avantajul esențial al tranzistoarelor cu efect de câmp este acela că intensitatea curentului în terminalul porții este practic nulă.

Din acest motiv,

la tranzistoarele cu efect de câmp, curentul între terminalul de drenă și cel de sursă este controlat de tensiunea dintre poartă și sursă.

Există două tipuri constructive de tranzistoare cu efect de câmp.

În cazul tranzistoarelor cu poartă joncțiune (JFET), între poartă și canalul conductor există o joncțiune semiconductoare invers polarizată; astfel, curentul de poartă are valori de ordinul **zecilor de nanoamperi**.

Curenți de poartă de încă o mie de ori mai mici se obțin în cazul celuilalt tip de tranzistoare cu efect de câmp.

La tranzistoarele **MOSFET (Metal Oxide Semiconductor FET)** poarta este izolată prin intermediul unui strat de dioxid de siliciu și curentul de poartă este de ordinul **zecilor de picoamperi**.

Clasificarea tranzistoarelor cu efect de câmp este complicată suplimentar de un alt aspect constructiv. Unele tranzistoare conduc pînă cînd faceți ceva care să le micșoreze curentul: sunt tranzistoarele care au **canal inițial (depletion mode** în engleză). Toate tranzistoarele JFET și anumite tranzistoare MOSFET funcționează după acest principiu. Tranzistoarele de celălalt tip sunt proiectate astfel încît să nu conducă decît dacă aplicați un câmp care să "sape" un canal conductor. Sunt tranzistoarele care au **canal indus (enhancement mode** în engleză). Marea majoritate a tranzistoarelor MOSFET au canal indus.

Dacă mai ținem seama de felul de dopare al canalului, care poate fi *n* sau *p*, am avea în total  $2^3 = 8$  tipuri de tranzistoare cu efect de câmp. Dintre acestea, șase ar putea fi realizate, cinci sunt chiar produse și numai patru sunt importante. Arborele familiei de tranzistoare cu efect de câmp poate fi admirat în Fig. 7.1. Din cauza joncțiunii porții care trebuie să fie întodeauna invers polarizată, tranzistoarele JFET (cu poartă joncțiune) nu pot realizate decît cu canal inițial. Tranzistoarele cu poartă izolată pot avea oricare dintre aceste tipuri de canale, dar cele cu canal inițial nu au decît cîteva aplicații particulare, așa că nu trebuie să ne ocupăm decît de tranzistoarele **MOSFET cu canal indus**. Ambele categorii pot avea fie canal *n*, fie canal *p*. Cum funcționarea celor cu canal *n* este similară cu a tranzistoarelor bipolare NPN, ne vom focaliza atenția numai asupra acestora.

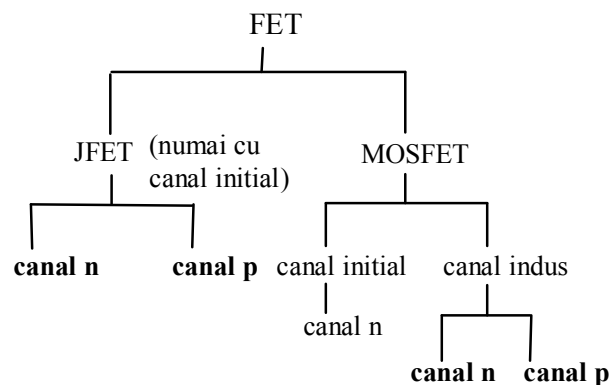


Fig. 7.1. Clasificarea tranzistoarelor cu efect de câmp.

## 7.1. Tranzistoare metal-oxid-semiconductor (MOSFET)

### 1.A. Simboluri și mod de funcționare

Tranzistoarele MOSFET (metal oxide semiconductor field effect transistor) sunt dispozitive electronice cu trei terminale active: **poarta G** (de la **gate** - în lb. engleză), **drena D și sursa D** (Fig. 7.2 a). În plus, ele mai au un terminal, legat la **substratul** pe care a fost realizat tranzistorul, care trebuie menținut la cel mai coborât (sau ridicat, după tipul tranzistorului) potențial din circuit. Poarta este izolată cu un strat de oxid de siliciu, astfel încît **curentul de poartă este practic nul** (putînd ajunge chiar la 1 pA) iar **curenții de drenă și sursă sunt practic egali**. Funcționarea tranzistorului se bazează pe controlul conductanței electrice a **canalului** între drenă și sursă, control efectuat prin tensiunea poartă-sursă.

Curentul de poartă este atît de mic încît condensatoarele realizate pe chip-ul de siliciu în cazul memoriilor **ROM** (read-only memory), și care nu au altă cale de descărcare decît poarta tranzistoarelor MOSFET cu care sunt "citite", își păstrează sarcina electrică un timp care ajunge spre zece ani de zile.

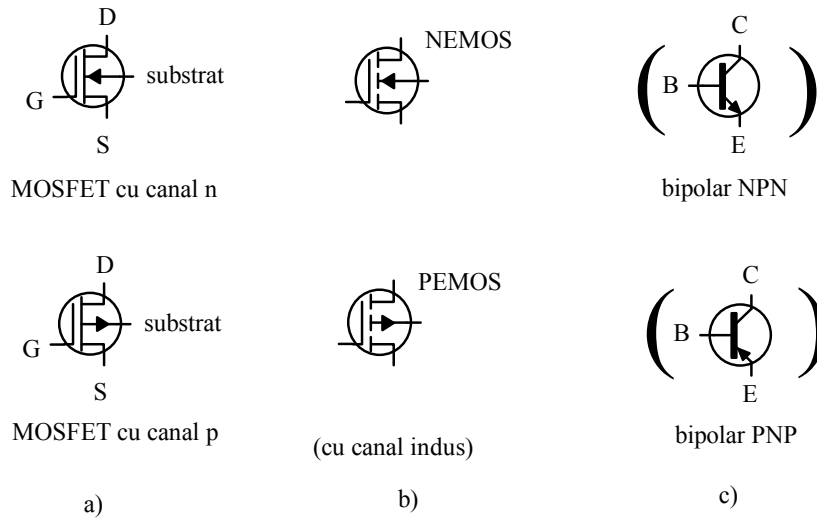


Fig. 7.2. Tranzistoare MOSFET și tipurile bipolare similare acestora.

Așa cum spuneam mai sus, după polaritatea lor există două tipuri de tranzistoare MOS: cu canal *n* (NMOS) sau canal *p* (PMOS), iar după principiul de funcționare avem tranzistoare cu canal indus (nu există canal înainte de aplicarea unei anumite tensiuni pe poartă) sau cu canal inițial (tensiunea aplicată pe poartă micșorează conductanța canalului existent). Pentru tranzistoarele NMOS cu canal indus se utilizează și simbolurile și prescurtările speciale din Fig. 7.2 b) dar noi vom utiliza sistematic numai simbolurile din desenul a) al figurii.

Ar rezulta, astfel, patru tipuri de tranzistoare MOS. Cu o singură excepție (pentru foarte înaltă frecvență), **tranzistoarele MOS sunt realizate cu canal indus**. Dintre acestea, ca tranzistoare discrete sunt preferate cele NMOS, având performanțe mai bune. Din acest motiv vom discuta în continuare numai despre **tranzistoare NMOS cu canal indus**. Modul lor de comandă (Fig. 7.3 a) este similar cu acela al tranzistoarelor bipolar NPN.

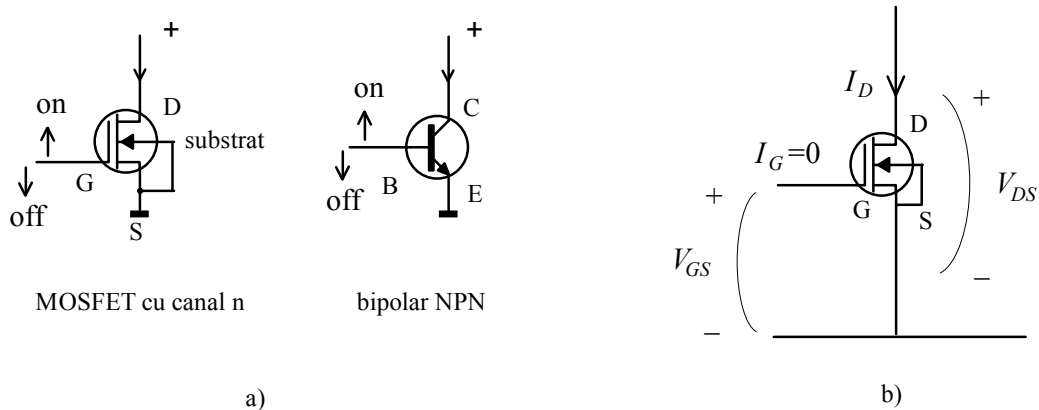


Fig. 7.3. Modul de comandă al tranzistoarelor NMOS și al tranzistoarelor NPN (a) și conexiunea cu sursă comună (b).

Spuneam mai înainte că, în afara terminalelor "active" (poarta, sursa și drena), tranzistoarele MOSFET mai au un al patrulea terminal, legat la **substratul** pe care a fost construit tranzistorul. Între canal și substrat există o joncțiune semiconductoră, reprezentată pe simboluri prin săgeata desenată pe terminalul substratului.

Sensul săgeții arată sensul în care această joncțiune conduce; joncțiunea trebuie însă menținută întodeauna **invers polarizată**, altfel ar compromite funcționarea tranzistorului. Pentru ca această joncțiune să fie blocată în orice moment,

pentru un tranzistor cu canal  $n$  substratul trebuie să fie legat la cel mai coborât potențial din circuit.

Cea mai utilizată conexiune este aceea **cu sursa comună** porturilor de intrare și ieșire, echivalentă cu conexiunea emitor comun de la tranzistoarele bipolare (Fig. 7.3 b). Cum sursa este legată la potențialul cel mai coborât, substratul a fost legat la sursă. În această conexiune, portul de intrare este între poartă și sursă iar portul de ieșire este între drenă și sursă.

**Deoarece nu există curent de poartă, nu are sens să vorbim despre caracteristica de intrare.**

Vom studia, deci, numai caracteristica de transfer  $I_D = f(V_{GS})|_{V_{DS}=const.}$  și cea de ieșire  $I_D = f(V_{DS})|_{V_{GS}=const.}$

### 1.B. Caracteristica de transfer

Pentru tensiuni  $V_{DS}$  suficient de mari (vom vedea mai târziu cât de mari) caracteristica de transfer arată ca în Fig. 7.4 a). Cu tensiune nulă între poartă și sursă, nu există curent de drenă; la aplicarea unei tensiuni pozitive care depășește o anumită valoare  $V_T$ , numită **tensiune de prag (threshold** în engleză), apare un canal indus, valoarea curentului fiind controlată de tensiunea pe poartă.

Dacă tensiunea poartă-sursă  $V_{GS}$  depășește tensiunea de prag  $V_T$ , curentul depinde parabolic de  $V_{GS}$ .

$$\begin{cases} I_D = 0 & \text{pentru } V_{GS} < V_T \\ I_D = K(V_{GS} - V_T)^2 & \text{pentru } V_{GS} \geq V_T \end{cases} \quad (7.1)$$

*Observație: Deși sunt notate identic,  $V_T$ , nu confundați tensiunea de prag de la tranzistoarele MOSFET cu tensiunea termică; în general, când memorați o formulă, încercați să rețineți mai întâi semnificația mărimilor implicate și apoi simbolurile.*

Trebuie remarcat că parabola are minimumul chiar pe axa orizontală, la  $V_{GS} = V_T$  și  $I_D = 0$ ; a doua ramură a parabolei (pentru  $V_{GS} < V_T$ ) nu face parte din caracteristica de transfer și a fost desenată punctat în figură. Vom vedea că diferența  $V_{GS} - V_T$  joacă un rol important în relațiile care descriu funcționarea tranzistorului MOSFET, așa că îi vom acorda o denumire specială: comanda porții (**gate drive** în limba engleză). Peste tensiunea de prag, curentul are, deci, o dependență pătratică de comanda porții.

Tranzistorul este considerat "complet" deschis (în starea ON) la o anumită valoare a tensiunii  $V_{GS}$ , uzual de 10 V, unde se definește curentul  $I_{D(on)}$ .

Valoarea a curentului  $I_{D(on)}$  este dată în foile de catalog; de aici s-ar putea estima valoarea parametrul  $K$  al tranzistorului

$$K = \frac{I_{D(on)}}{(V_{GS(on)} - V_T)^2}. \quad (7.2)$$

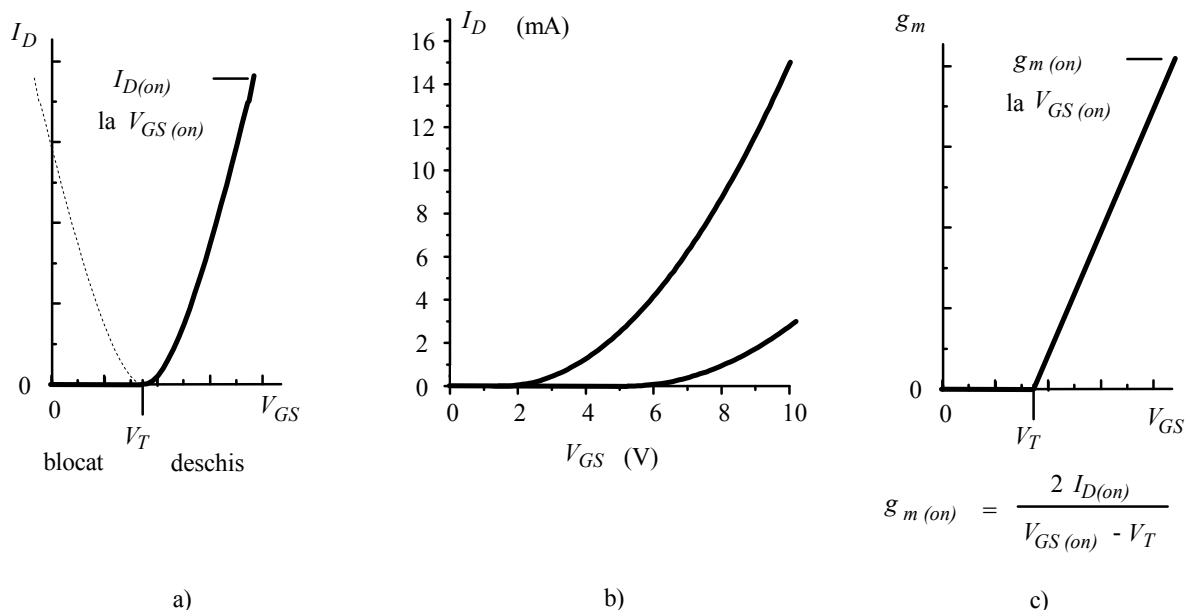


Fig. 7.4. Caracteristica de transfer a unui tranzistor NMOS (a), limitele împrăstierii sale tehnologice pentru tranzistorul 2N4351 (b) și dependența transcondutanței de tensiunea  $V_{GS}$  (c).

Din păcate, atât  $V_T$  cât și  $I_{D(on)}$  sunt puternic împrăștiate tehnologic în cadrul exemplarelor pe care producătorii le vînd ca fiind de același tip. De exemplu, pentru 2N4351 produs de Motorola, tensiunea de prag este în domeniul 1.5 - 5 V, iar  $I_{D(on)}$  între 3 și 15 mA. Caracteristica de transfer are, astfel, o împrăștiere tehnologică mult mai mare decît la tranzistoarele bipolare; limitele acestei împrăștieri, pentru tranzistorul specificat, au fost desenate în Fig. 7.4 b).

La variații mici în jurul unui punct de funcționare, acțiunea tranzistorului poate fi descrisă prin transcondutanța  $g_m = \frac{dI_D}{dV_{GS}}$ . Din relația (7.1) rezultă că transcondutanța este proporțională cu comanda porții

$$g_m = 2K(V_{GS} - V_T) = 2\sqrt{K} \sqrt{I_D} \quad (7.3)$$

așa cum se vede în graficul din Fig. 7.4 c); dacă dorim s-o exprimăm în funcție de curentul de drenă,

transcondutanța este proporțională cu radical din curentul de drenă.

Valoarea sa cu tranzistorul complet deschis este

$$g_{m(on)} = \frac{2I_{D(on)}}{V_{GS(on)} - V_T} \tag{7.4}$$

Pentru tranzistorul 2N4351, în cel mai favorabil caz ( $I_{D(on)} = 15 \text{ mA}$  și  $V_T = 5 \text{ V}$ ), obținem  $g_m = 6 \text{ mA/V}$ . Un tranzistor bipolar, operat tot la  $15 \text{ mA}$ , are transcondutanța  $g_m = 15 \text{ mA}/25 \text{ mV} = 600 \text{ mA/V}$ . În concluzie

tranzistoarele cu efect de câmp au transcondutanța cu 1-2 ordine de mărime mai mică decât cele bipolare.

Altfel spus, sensibilitatea controlului curentului este mult mai mică la tranzistoarele FET.

### 1.C. Caracteristica de ieșire

Dacă aplicăm pe poartă o tensiune mai mare decât tensiunea de prag (altfel tranzistorul ar fi blocat) familia de **caracteristici de ieșire** are forma din Fig. 7.5. Fiecare din caracteristici prezintă două regiuni distincte.

La valori  $V_{DS}$  mici, curentul de drenă este aproximativ proporțional cu tensiunea drenă-sursă: tranzistorul se comportă ca un **rezistor**.

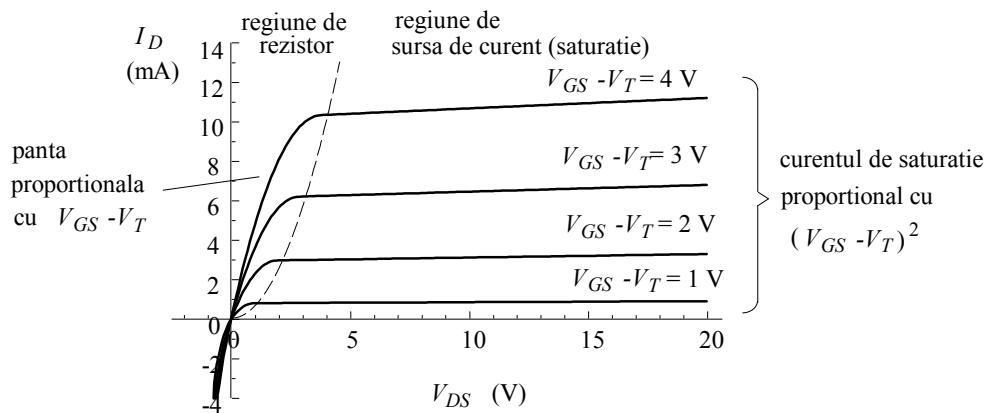


Fig. 7.5. Caracteristici de ieșire pentru tranzistorul MOSFET 2N3797.

Valoarea rezistenței ohmice echivalente depinde de tensiunea aplicată pe poartă; avem o regiune de **rezistență controlată**. Un rezistor adevărat este însă un dispozitiv **simetric**: bornele sale pot fi inversate și comportarea sa rămîne aceeași. În consecință, pentru a putea înlocui un rezistor, tranzistorul ar trebui să-și extindă comportarea liniară a caracteristicii și la tensiuni negative. Pentru tensiuni drenă-sursă mici în valoare absolută, așa se și întâmplă, după cum se poate constata pe figură.

În această regiune, curentul de drenă are expresia aproximativă

$$I_D \cong 2K(V_{GS} - V_T)V_{DS} \tag{7.5}$$

tranzistorul fiind echivalent cu un rezistor de rezistență

$$R_{DS} = \frac{1}{2K(V_{GS} - V_T)} \quad (7.6)$$

controlată de tensiunea aplicată pe poartă. Cum parametrul  $K$  nu este dat explicit în foile de catalog, este mult mai util să scriem relația precedentă în funcție de rezistența  $R_{DS0}$  obținută la o valoare particulară  $V_{GS0}$  a tensiunii poartă-sursă

$$R_{DS} = R_{DS0} \frac{V_{GS0} - V_T}{V_{GS} - V_T} \quad (7.7)$$

Cea mai mică valoare a rezistenței se obține când tranzistorul este complet deschis; ea poate fi exprimată prin parametrul  $I_{D(on)}$  ca

$$R_{DS(on)} = \frac{V_{GS(on)} - V_T}{2I_{D(on)}} \quad (7.8)$$

În foile de catalog este dată valoarea sub care se găsește garantat această rezistență (cel mai defavorabil caz).

Într-a doua regiune, tranzistorul se comportă cu totul altfel:

la valori  $V_{DS}$  mari, curentul încetează practic să mai depindă de tensiunea drenă-sursă, **ieșirea** comportându-se ca o **sursă de curent controlată de tensiunea de poartă**.

Am putea spune, ca majoritatea textelor, că se observă aici **saturația curentului de drenă în raport cu tensiunea drenă-sursă**. Vom evita însă acest mod de exprimare, pentru a preîntîmpina eventualele confuzii cu ceea ce se înțelege prin saturație la tranzistorul bipolar. În regiunea de sursă de curent controlată, este valabilă relația (7.1) și **aici am ridicat caracteristica de transfer și am definit transconductanța**. Cu tranzistorul în acest regim de funcționare putem realiza **amplificatoare** (pentru că  $I_D$  nu este saturat în raport cu mărirea de intrare  $V_{GS}$  ci, din contră, este controlat practic numai de aceasta).

Este foarte important să cunoaștem limita aproximativă între cele două regiuni de funcționare. Astfel,

pentru o tensiune poartă-sursă fixată, frontiera între regiunea de rezistor controlat și aceea de sursă de curent controlată este la o valoare a tensiunii drenă-sursă egală cu comanda porții  $V_{DS\text{ limita}} = V_{GS} - V_T$ .

În Fig. 7.5 această frontieră a fost desenată cu linie întreruptă.

Comparația relației (7.6) cu (7.3) arată un lucru extrem de interesant:

alegînd o tensiune de poartă, rezistența din regiunea de rezistență controlată este inversul transconductanței din regiunea de saturație.

#### Îmbunătățirea liniarității în regiunea de rezistență controlată

Am văzut că, la tensiuni drenă-sursă mici, curentul de drenă variază aproximativ proporțional cu tensiunea drenă-sursă. De fapt, în această regiune, o relație mai exactă este

$$I_D = 2K[(V_{GS} - V_T) - V_{DS}/2]V_{DS} \quad (7.9)$$



dacă  $V_{DS} \ll V_{GS} - V_T$ , atunci al doilea termen din paranteza pătrată poate fi neglijat și obținem proporționalitatea amintită mai sus.

Relația anterioară ne arată calea prin care liniaritatea poate fi îmbunătățită: în loc să ținem constantă tensiunea  $V_{GS}$  o facem să varieze ca  $V_{GS} = \text{const.} + V_{DS}/2$ . Un circuit prin care putem să realizăm acest truc este cel din Fig. 7.6. Exprimând prin teorema Milman potențialul porții (atenție, nu există curent de poartă), avem  $V_{GS} = V_G = V_I/2 + V_{DS}/2$ . Înlocuind acum în relația (7.9) termenul  $V_{DS}/2$  din paranteză dispăre și obținem o relație de proporționalitate între curent și tensiune fără să mai fie nevoie să folosim aproximația  $V_{DS} \ll V_{GS} - V_T$ . Extinderea regiunii de liniaritate nu este însă prea mare, întrucât însăși relația (7.9) își încetează valabilitatea la tensiuni drenă sursă mari.

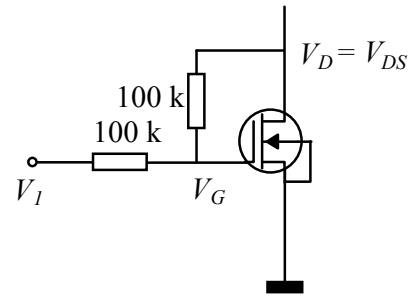


Fig. 7.6. Circuit pentru îmbunătățirea liniarității în regiunea de rezistență controlată.

### 1.D. Aplicație: comutatorul analogic

De foarte multe ori trebuie să întrerupem și apoi să restabilim aplicarea unui semnal (tensiune variabilă în timp) la bornele unei sarcini. Curenții și puterile implicate sunt mici dar curentul este alternativ, trebuind să circule prin sarcină în ambele sensuri. Putem rezolva acest lucru cu un comutator mecanic, ca în Fig. 7.7 a). Dacă atunci când este în conducție comutatorul are rezistența  $R_{on}$ , pe sarcină ajunge fracțiunea  $R_s/(R_s + R_{on})$  din semnalul aplicat la intrare (regula divizorului rezistiv). Întrerupând contactul, comutatorul prezintă o rezistență  $R_{off}$  foarte mare, astfel încât pe sarcină tensiunea este practic nulă. Deși au rezistența  $R_{on}$  extrem de mică, comutatoarele mecanice sunt lente și nu pot fi comandate electronic decât prin complicarea dispozitivului (releu electromagnetic). Pentru această aplicație nu putem folosi un tranzistor bipolar deoarece tensiunea între colector și emitor nu coboară la zero fiind limitată la tensiunea de saturație iar tranzistorul nu se comportă ca un rezistor ohmic..

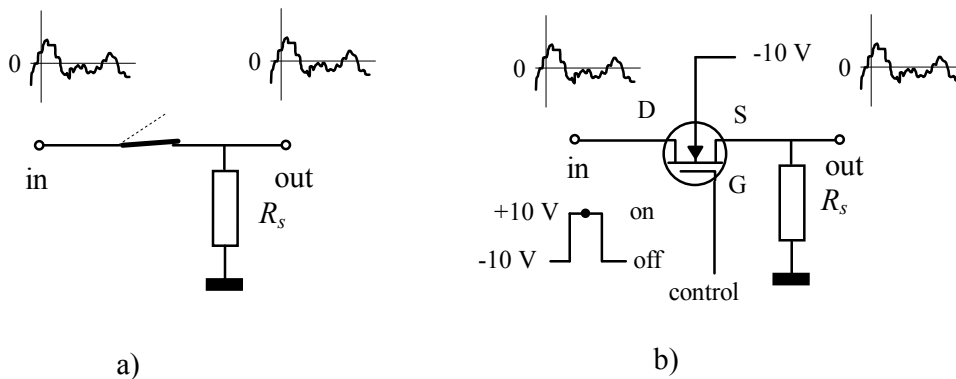


Fig. 7.7. Comutatoare analogice.

Să încercăm acum cu un tranzistor MOS, care nu are joncțiuni între poartă și canal (Fig. 7.7.b). Pentru a fixa ideile să presupunem că tensiunea sursei de semnal evoluează între -5 V și + 5 V iar rezistența de sarcină are valoarea  $R_s = 50 \text{ k}\Omega$ ; astfel, curentul prin sarcină evoluează între -0.1 mA și +0.1 mA. Drept comutator utilizăm un tranzistor NMOS de uz general, 3N170, care la tensiunea  $V_{GS_{on}} = 10 \text{ V}$  oferă o rezistență

drenă-sursă de  $200 \Omega$  și un curent  $I_{DS\ on} = 10 \text{ mA}$ . Pentru el, tensiunea de prag garantată de fabricant este de cel mult  $2 \text{ V}$ .

Legăm substratul la un potențial mai coborât decât orice potențial din circuit, de exemplu  $-10 \text{ V}$  și aranjăm să putem comuta potențialul porții între  $-10 \text{ V}$  și  $+10 \text{ V}$ . Cu poarta legată la  $-10 \text{ V}$ , potențialul acesteia este în orice moment mai coborât decât potențialele drenei și sursei, care pot fi aduse de către sursa de semnal numai pînă la  $-5 \text{ V}$  (Fig. 7.8 a). În aceste condiții, tranzistorul este tot timpul blocat, rezistența între drenă și sursă avînd valori imense, de ordinul  $G\Omega$ . Rezultă, astfel, că tensiunea care ajunge pe sarcină este practic nulă; de fapt, prin capacitatea parazită existentă între drenă și sursă o anumită tensiune ajunge totuși pe sarcină.

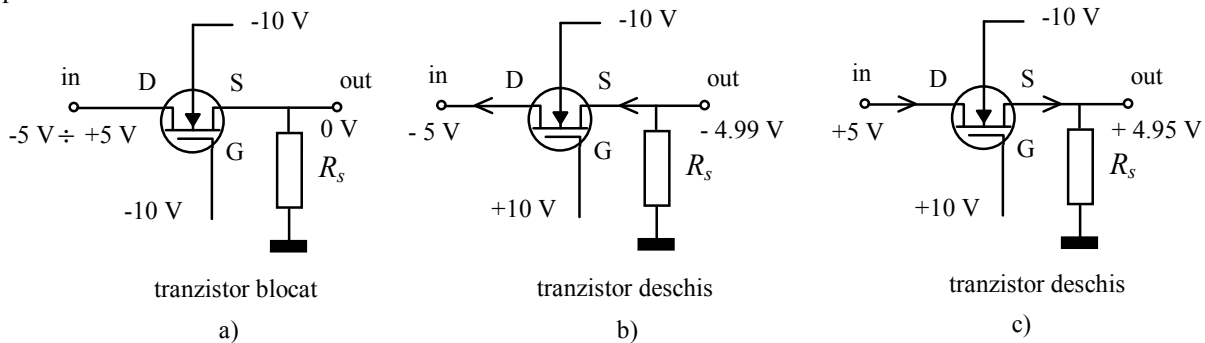


Fig. 7.8 a). Funcționarea comutatorului cu tranzistor NMOS: tranzistorul blocat (a), tranzistorul în conducție cu tensiunea de intrare  $-5 \text{ V}$  (b) și tranzistorul în conducție cu tensiunea de intrare  $+5 \text{ V}$  (c).

Legăm acum poarta la potențialul de  $+10 \text{ V}$ . În momentul în care tensiunea semnalului ajunge la  $-5 \text{ V}$ , ca în Fig. 7.8 b), avem o tensiune poartă-sursă de  $+15 \text{ V}$  și putem conta pe o rezistență drenă-sursă, conform relației (7.6), de

$$200 \Omega \cdot \frac{10 - 2}{15 - 2} = 120 \Omega.$$

Cum rezistența de sarcină are  $50 \text{ k}\Omega$ , pe sarcină ajunge "numai"  $99.8 \%$  din semnalul de intrare.

La cealaltă situație extremă, tensiunea semnalului este de  $+5 \text{ V}$  și tensiunea poartă sursă scade la  $+5 \text{ V}$ , ca în desenul c) al figurii. Acum, rezistența tranzistorului este de  $530 \Omega$ . și pe sarcină ajunge  $98.9 \%$  din semnalul de intrare. Vom avea, deci, o ușoară distorsionare a semnalului, de aproape  $0.9 \%$ , datorită variației rezistenței comutatorului. Să verificăm, în final că tranzistorul rămîne în regiunea de rezistență controlată. Pentru aceasta avem nevoie de valoarea tensiunii drenă-sursă; este exact valoarea tensiunii care nu ajunge pe sarcină, adică între  $0.2 \%$  și  $1.1 \%$  din tensiunea semnalului, deci nu mai mult de  $55 \text{ mV}$  ! Tranzistorul este, cu siguranță, în regiunea de rezistență controlată.

Dacă privim încă o dată la desenele b) și c) ale figurii 7.8, constatăm că drenea și sursa își inversează rolurile între ele. De fapt,

la un tranzistor cu efect de câmp, drenea și sursa sunt echivalente la curent continuu și pot fi interschimbate; ele diferă numai la curent alternativ drenea avînd o capacitate mai mică față de poartă.

Comutatorul prezentat mai sus are însă un dezavantaj major: tensiunea semnalului nu se poate apropia prea mult de tensiunea de alimentare pozitivă, altfel nu ar mai rămîne o tensiune suficientă pentru menținerea deschisă a tranzistorului. Soluția constă în utilizarea unui comutator cu două tranzistoare MOS

complementare (CMOS -complementary MOS), adică unul cu canal  $n$  și unul cu canal  $p$ , ca în Fig. 7.9. Ca să blocăm ambelor tranzistoare este suficient să aducem la  $-5$  V poarta tranzistorului NMOS și la  $+5$  V poarta tranzistorului PMOS. Pentru a comanda acest lucru de la un singur punct se utilizează un **inversor logic**, care oferă la ieșire sa nivelul continuu de  $-5$  V când intrarea sa este la  $+5$  V și reciproc..

Atunci când semnalul trebuie să treacă prin comutator, poarta tranzistorului NMOS este menținută la alimentarea pozitivă iar poarta tranzistorului PMOS este adusă la alimentarea negativă. Dacă semnalul se apropie de  $+5$  V, tranzistorul NMOS se blochează, așa cum arătam mai sus, dar se deschide puternic tranzistorul PMOS. Din contră, când semnalul se apropie de  $-5$  V, situația este inversată și tranzistorul NMOS este cel care conduce. Dacă recitim observația în legătură cu schimbarea rolului între drenă și sursă, înțelegem imediat de ce și intrarea și ieșirea din comutator pot fi schimbate între ele la fel ca la un comutator mecanic.

Comutatoare analogice CMOS sunt disponibile ca circuite integrate. Astfel, circuitul 4066 conține patru asemenea comutatoare independente. La o alimentare cu  $-5$  V și  $+5$  V, rezistența în starea ON a comutatorului este aproximativ  $75 \Omega$  și nu variază cu mai mult de  $20 \Omega$  deși semnalul poate evolua pe întregul interval dintre potențialele alimentărilor. Pentru aplicații profesionale, comutatoarele AD7510 sau cele din seria 1H5140 oferă, la o alimentare de  $5$  V, o rezistență sub  $100 \Omega$ , variația sa fiind redusă la un raport 1:1.25.

**Observație:** În circuitele cu tranzistoare FET se obișnuiește să se noteze potențialul cel mai ridicat al alimentării cu  $V_{DD}$  iar potențialul cel mai coborât al alimentării cu  $V_{SS}$ . Astfel, în circuitul din Fig. 7.9,  $V_{DD} = +5$  V și  $V_{SS} = -5$  V pentru că avem o alimentare simetrică față de masă. Circuitul funcționează însă și cu o singură sursă de alimentare, adică cu  $V_{DD} = +10$  V și  $V_{SS} = 0$  V.

În aceeași tehnologie CMOS se realizează **circuite integrate logice (digitale)** în care semnalul nu poate avea decât două stări, starea HIGH (de potențial coborât) și starea LOW (de potențial coborât). Circuitele digitale CMOS depășesc ca performanțe (viteză, consum de putere mic, imunitate la zgomot, etc.) circuitele digitale cu tranzistoare bipolare și le înlocuiesc treptat în aparatura proiectată astăzi.

Până în 1970 tranzistoarele cu efect de câmp realizate abia puteau comanda curenți de câteva zeci de mA la tensiuni de zeci de volți. Apoi, o nouă tehnologie a permis realizarea tranzistoarelor MOS de putere (cu nume depinzând de companie, VMOS, TMOS, HEXFET, etc.). Aceste noi tranzistoare sunt capabile să opereze la tensiuni de ordinul a  $1000$  V și să vehiculeze curenți medii de până la  $70$  A; pentru durate scurte, ele pot conduce curenți de până la  $280$  A (curenți de vîrf). Pentru acestea, rezistența în starea ON a putut fi coborâtă până pe la  $0.010 \Omega$ , astfel că ele pot fi utilizate în comutatoare de curenți mari. În plus, tranzistoarele MOS de putere sunt mult mai stabile termic decât corespondentele lor bipolare, la același tip de capsulă putînd opera la puteri disipate mai mari.

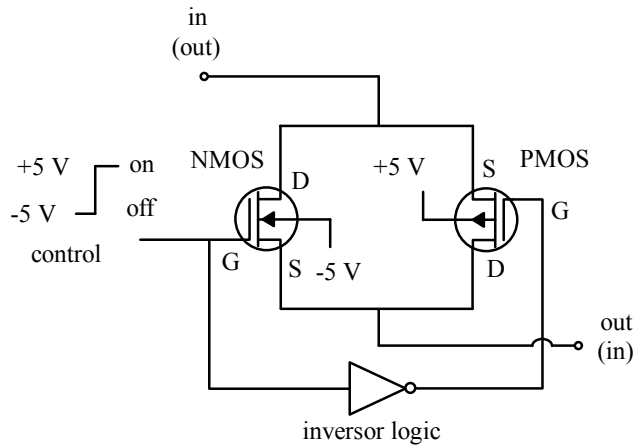


Fig. 7.9. Comutator analogic CMOS.

**Efectul Miller**

Deoarece poarta este izolată față de canal, curentul de poartă este practic nul (ajungând chiar la pA). Acest lucru este însă valabil **numai în regim de curent continuu**, când nici un potențial și nici un curent nu mai variază în timp. Dacă dorim să modificăm starea tranzistorului, prin variația tensiunii poartă-sursă, va trebui neapărat să încercăm (sau să descărcăm) anumite capacități parazite, deci prin poartă va circula un curent ale cărui valori **nu sunt neglijabile**. Să presupunem că dorim să închidem și să deschidem, cu frecvența de 20 kHz, un comutator de curent mare; poarta tranzistorului va trebui să evolueze între zero și 10 V într-un interval de timp de ordinul a 10 μs. Dacă utilizăm un tranzistor de tipul IRL2203N produs de International Rectifier ( $R_{DS\ on}$  de 7 mΩ la 60 A), vom avea între poartă și sursă o capacitate  $C_{gs}$  de 3500 pF iar între drenă și sursă o altă capacitate,  $C_{gd}$ , de 690 pF, așa cum se vede în Fig. 7.10.

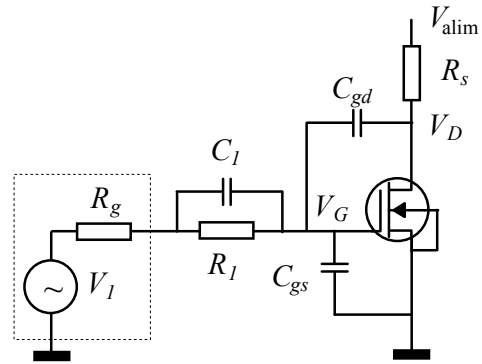


Fig.7.10. Capacități parazite la un comutator cu tranzistor MOS.

La prima vedere s-ar părea că trebuie să încercăm numai capacitatea poartă-sursă. Dacă ar fi așa, curentul mediu de încărcare care trebuie trimis în poartă ar fi

$$I = C \frac{\Delta U}{\Delta t} = 3500 \cdot 10^{-12} F \frac{10 V}{10 \mu s} = 3.5 mA.$$

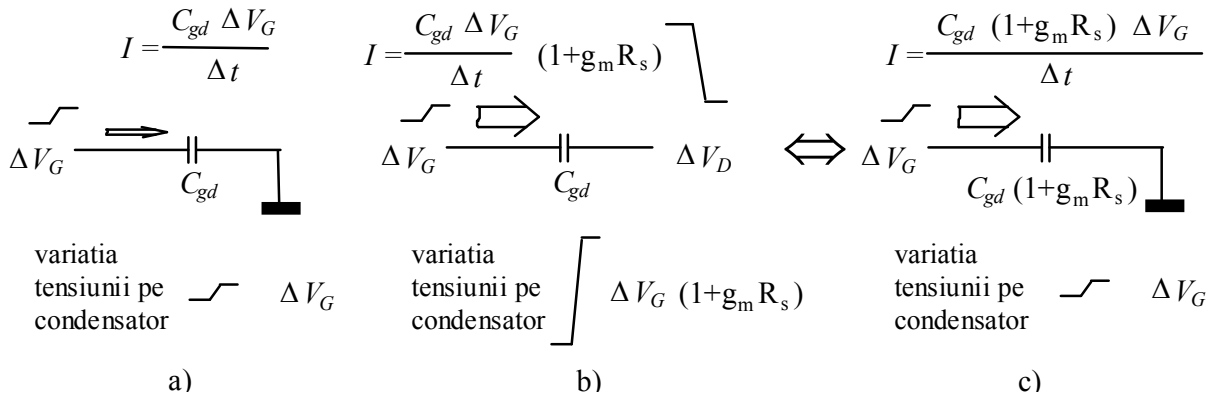


Fig. 7.11. Efectul Miller la un tranzistor MOS: cazul în care drenă are potențial constant (a), cazul în care potențialul drenă variază în opoziție cu cel al porții (b) și echivalarea acestei situații cu un condensator legat la masă.

Există însă și o capacitate între poartă și drenă. Dacă potențialul drenă ar rămâne constant, situația ar fi echivalentă cu aceea în care această capacitate ar fi legată la masă (Fig. 7.11 a): ea ar apărea în paralel cu capacitatea poartă-sursă și ar mări-o de la 3500 la 4190 pF. Din păcate, însă, în drenă este legată sarcina și potențialul drenă nu este constant. Dacă poarta suferă o variație de potențial  $\Delta V_G$  pozitivă, curentul de drenă crește cu  $g_m \Delta V_G$  și, în consecință, după cum se observă în desenul b) al figurii, potențialul drenă coboară, avînd o variație  $\Delta V_D = -g_m R_s \Delta V_G$ . Cu alte cuvinte, obținem o amplificare a variațiilor de tensiune egală cu

$$A_V = \frac{\Delta V_D}{\Delta V_G} = -g_m R_s \quad (7.8)$$

care la tranzistoarele cu efect de câmp are valori de ordinul zecilor.

Din acest motiv, variația tensiunii pe condensator nu mai este egală cu  $\Delta V_G$  ci este de  $1 + g_m R_s$  ori mai mare; astfel, la aceeași variație  $\Delta V_G$ , și curentul de încărcare al condensatorului va fi de  $1 + g_m R_s$  mai mare. Lucrurile se întâmplă **ca și cum capacitatea poartă-drenă ar fi devenit de  $1 + g_m R_s$  mai mare**, așa cum se vede în Fig. 7.11 c)

Acest fenomen nu este specific circuitelor cu tranzistoare cu efect de câmp. El apare ori de câte ori o capacitate este conectată între intrarea și ieșirea unui amplificator care are amplificarea de tensiune  $A_V$  negativă și este cunoscut ca **efect Miller**.

O capacitate legată între intrarea și ieșirea unui amplificator de tensiune, cu amplificarea  $A_V$  negativă, este văzută dinspre intrare ca fiind multiplicată cu  $(1 - A_V)$

$$C_{echiv} = C \cdot (1 - A_V) \quad (7.9)$$

Aceleași probleme se întâlcesc și la circuitele cu tranzistoare bipolare; în cazul celor cu efect de câmp ele ne pot surprinde deoarece pentru ele **la curent continuu curentul de poartă este nul** și suntem tentați să extindem automat această proprietate și pentru variații.

Revenind la problema noastră concretă, capacitatea de 690 pF va fi văzută dinspre poartă ca o capacitate de ordinul a 7000 pF ! Ea va necesita pentru încărcare un curent în jur de 7 mA, ridicând la 10 mA curentul de poartă.

Cum furnizăm acest curent de poartă ? Sursa de semnal care excită poarta are o rezistență internă  $R_G$  (Fig. 7.10). La saltul inițial al tensiunii de la 0 la 10 V, pentru a obține un curent de 10 mA ar trebui ca rezistența internă să fie de 1 k $\Omega$ . Dar aceasta va fi numai valoarea inițială a curentului. Odată cu încărcarea capacității, potențialul porții crește spre 10 V și curentul disponibil, conform legii lui Ohm, scade. Pentru a compensa acest efect, micșorăm de zece ori rezistența internă a sursei de semnal iar, dacă avem o rezistență externă ( $R_1$  în Fig. 7.10) montată în serie cu poarta, o "scurtcircuităm" cu un **condensator de accelerare**  $C_1$ , care vor trimite un puls suplimentar de curent în poartă.

Observație: În Fig. 7.10 am notat tensiunea de alimentare, ca și în capitolele anterioare, cu  $V_{alim}$ . Acest manual fiind unul introductiv, am preferat să facem acest lucru pentru a reduce la minimum riscul unor confuzii. În schemele profesionale, tensiunea de alimentare **pozitivă** a circuitelor ce conțin tranzistoare cu efect de câmp este notată cu  $+V_{DD}$ . Sunt două aspecte implicate în această convenție. În primul rând,

dublarea indicelui unei tensiuni este rezervată exclusiv tensiunilor de alimentare iar atât pentru litera  $V$  cât și pentru indici se folosesc majuscule (sunt mărimi de curent continuu).

În al doilea rând, se utilizează indicele  $D$  de la drenă pentru că la alimentarea pozitivă este legată drenea unui tranzistor FET cu canal n. Tensiunea pozitivă se notează cu  $+V_{DD}$  chiar și în cazul în care circuitul nu conține decât FET cu canal de tip p, care au sursele legate la alimentarea pozitivă. Pentru simetria notației, dacă circuitul cu FET are și o alimentare **negativă** față de masă, tensiunea ei este notată cu  $-V_{SS}$ .

## Enunțuri frecvent utilizate

(ațit de frecvent încit merită să le memorați)

- Spre deosebire de tranzistoarele bipolare, unde controlul curentului de ieșire se face prin injecția unui curent, la tranzistoarele cu efect de câmp (FET în lb. engleză) controlul curentului de ieșire se face prin intermediul unui câmp electric.

- Curentul controlat circulă printr-un canal între drenă și sursă.

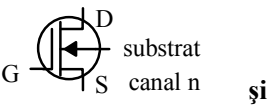
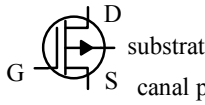
- Câmpul electric este produs prin aplicarea unei tensiuni între terminalul porții (gate) și sursă; avantajul esențial al tranzistoarelor cu efect de câmp este că au curentul de poartă cu mult mai mic decât curentul de bază de la tranzistoarele bipolare.

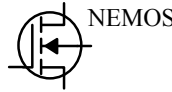

- La tranzistoarele cu poartă joncțiune, între poartă și canal există o joncțiune semiconductoare invers polarizată; curentul de poartă este de ordinul nanoamperilor.

- Tranzistoarele de tip metal oxid semiconductor (MOSFET) au poarta izolată cu un strat foarte subțire de dioxid de siliciu; curentul lor de poartă este extrem de mic, ajungând la picoamperi.

- Tranzistoarele cu efect de câmp pot fi construite cu canal inițial (depletion mode) sau cu canal indus (enhancement mode); pe de altă parte, canalul poate fi de tip n sau de tip p.

- Tranzistoarele JFET se pot construi numai cu canal inițial, iar majoritatea tranzistoarelor MOSFET au canal indus.

- Simbolurile generale pentru tranzistoarele MOSFET sunt  și  ; ele sunt utilizate și ca simboluri speciale pentru cele cu canal inițial.

- Pentru tranzistoarele MOSFET cu canal indus se mai utilizează și simbolurile speciale  și .

- La tranzistoarele MOSFET cu canal n (NMOS), substratul trebuie legat la cel mai coborât potențial din circuit pentru ca joncțiunea între el și substratul de tip n să fie întodeauna invers polarizată.

- Pentru apariția canalului conductor între drenă și sursă, tensiunea poartă sursă trebuie să depășească o anumită valoare, numită tensiune de prag  $V_T$ .

- Pentru tensiuni drenă sursă mari și valori ale tensiunii poartă sursă peste tensiunea de prag, caracteristica de transfer  $I_D = f(V_{GS})|_{V_{DS}=\text{const.}}$  este parabolică  $I_D = K(V_{GS} - V_T)^2$ .

- Transconductanța  $g_m = \Delta I_D / \Delta V_{GS}$  este proporțională cu comanda porții  $V_{GS} - V_T$  sau, altfel spus, cu radical din curentul de drenă.

- Tranzistoarele cu efect de câmp au transconductanța cu 1-2 ordine de mărime mai mică decât a celor bipolare.

- Caracteristicile de ieșire  $I_D = f(V_{DS})|_{V_{GS}=\text{const.}}$  prezintă două regiuni distincte: la valori mici ale tensiunii  $V_{DS}$  tranzistorul se comportă ca un rezistor ohmic cu rezistența controlată de tensiunea poartă-sursă iar la tensiuni  $V_{DS}$  mari tranzistorul se comportă ca o sursă de curent controlată de tensiunea poartă-sursă.

- Frontiera între cele două regiuni se găsește aproximativ la  $V_{DS} = V_{GS} - V_T$ .

-În regiunea de rezistor controlat, rezistența variază invers proporțional cu comanda porții  $V_{GS} - V_T$ .

- La aceeași tensiune de poartă, rezistența din regiunea de rezistor controlat este inversul transconductanței din regiunea de sursă de curent.

- Datorită regiunii de rezistor, tranzistoarele MOSFET se pot utiliza ca și comutatoare analogice; prin cuplarea a două tranzistoare complementare (NMOS și PMOS) se realizează un comutator analogic performant (CMOS) care este disponibil ca circuit integrat.

- Putînd fi operate la tensiuni de ordinul a 1000 V și curenți de zeci de amperi, tranzistoarele MOS de putere oferă rezistențe  $R_{DS\ on}$  de cîtiva m $\Omega$ ; ele sunt utilizate ca și comutatoare de curenți mari sau în amplificatoare de putere.

-Viteza de operare a comutatoarelor este limitată de capacitățile parazite ale tranzistoarelor.

-O capacitate legată între intrarea și ieșirea unui amplificator de tensiune, cu amplificarea  $A_V$  negativă, este văzută dinspre intrare ca fiind multiplicată cu  $(1 - A_V)$ ; acesta este efectul Miller.

## Precauții în manipularea tranzistoarelor MOSFET

Stratul de izolator dintre poartă și canal este atît de subțire încît la tensiuni de cîteva zeci de volți poate fi străpuns și tranzistorul încetează ireversibil să funcționeze. Chiar energia sarcinilor acumulate electrostatic este suficientă pentru a distruge un tranzistor MOSFET. Din acest motiv, aceste tranzistoare se livrează ambalate în folii conductoare sau cu terminalele scurtcircuitate între ele prin inele conductoare. Este indicat ca aceste dispozitive de protecție să fie îndepărtate abia după conectarea tranzistorului în circuit, după aceea protecția fiind realizată chiar prin rezistoarele care fixează potențialul porții. Ideal este ca operatorul să fie "legat la pămînt" printr-o brățară metalică. Dacă nu se alege această soluție, o măsură de minimă siguranță este ca, înainte de a lucra cu tranzistoare MOSFET, operatorul să descarce sarcinile acumulate prin atingerea cu mîna a unui conductor legat la pămînt iar înainte de legarea în circuit a tranzistoarelor să atingă doar carcasa nu și terminalele lor.

## Termeni noi

<b>-tranzistor cu efect de câmp (FET)</b>	tranzistor la care curentul între drenă și sursă este controlat de mărimea unui câmp electric;
<b>- canal</b>	regiune semiconductoare prin care circulă curentul între drenă și sursă;
<b>-poartă (gate)</b>	terminalul de comandă al tranzistoarelor cu efect de câmp; între poartă și sursă se aplică tensiunea de comandă;
<b>-tranzistor cu efect de câmp poartă joncțiune (JFET)</b>	tranzistor cu efect de câmp la care poarta este o joncțiune invers cu polarizată;
<b>-tranzistor cu efect de câmp metal-oxid-semiconductor (MOSFET)</b>	tranzistor cu efect de câmp la care poarta este izolată față de canal;
<b>- substrat</b>	terminal legat la materialul semiconductor pe care a fost realizat tranzistorul FET; între substrat și canal există o joncțiune semiconductoare care trebuie să fie tot timpul inver polarizată; din acest motiv substratul se leagă la cel mai coborât (ridicat) potențial, după tipul canalului (n, respectiv, p);
<b>-canal inițial (depletion mode)</b>	tip constructiv de FET pentru care tranzistorul conduce cu tensiune de comandă nulă;
<b>-canal indus (enhancement mode)</b>	tip constructiv de FET pentru care tranzistorul conduce dacă tensiunea de comandă depășește o valoare de prag;
<b>-tensiune de prag <math>V_T</math></b>	valoarea tensiunii peste care intră în conducție tranzistoarele cu canal indus;
<b>-curent în starea ON</b>	curentul de drenă la o anumită tensiune $V_{GS}$ la care tranzistorul cu canal indus este considerat complet deschis; se definește în regiunea de sursă de curent ( $V_{DS}$ mare);
<b>-rezistență în starea ON</b>	rezistența drenă sursă la o anumită tensiune $V_{GS}$ la care tranzistorul cu canal indus este considerat complet deschis; se definește în regiunea de rezistență controlată ( $V_{DS}$ mică);
<b>- comutator analogic</b>	dispozitiv prin intermediul căruia pe o sarcină se poate aplica sau nu un semnal de tensiune, în general cu polaritate variabilă; rezistența comutatorului trebuie să fie cât mai mică în starea ON și cât mai mare în starea OFF;
<b>-efect Miller</b>	efect care constă în faptul că o capacitate legată între intrarea și ieșirea unui amplificator cu amplificarea de tensiune $A_V$ negativă este văzută dinspre intrare ca fiind multiplicată cu $(1 - A_V)$ .



## Probleme rezolvate

### Problema 1.

Intenționăm să utilizăm un tranzistor NMOS ca un amplificator de tensiune (Fig. 7.12). Pentru aceasta, trebuie să stabilim un punct static de funcționare cu un curent de drenă de 2 mA și să avem un potențial de drenă aproximativ la jumătatea tensiunii de alimentare. Cunoaștem, pentru tranzistor, tensiunea de prag  $V_T = 0.5 \text{ V}$  și curentul în starea on  $I_{D(on)} = 10 \text{ mA}$  măsurat la  $V_{GS} = 20 \text{ V}$ . Trebuie să alegem divizorul rezistiv din poartă și rezistența din drenă.

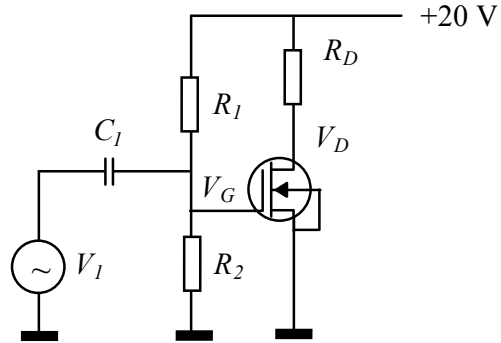


Fig. 7.12.

### Rezolvare

Valoarea rezistenței de drenă o putem stabili de la început. Alegem un potențial de 10 V în drenă și avem  $R_D = (20 \text{ V} - 10 \text{ V})/2 \text{ mA} = 5 \text{ k}\Omega$ .

Din valoarea impusă pentru curentul de drenă am putea calcula tensiunea necesară între poartă și sursă. Relația pe care o avem este  $I_D = K(V_{GS} - V_T)^2$  dar foaia de catalog nu furnizează direct valoarea parametrului  $K$ . Avem, însă, curentul și tensiunea pentru starea on

$$10 \text{ mA} = K(20 \text{ V} - 0.5 \text{ V})^2$$

de unde deducem

$$K = 10 \text{ mA}/(19.5 \text{ V})^2 = 0.026 \text{ mA/V}^2.$$

Putem, acum, să impunem curentul de drenă cerut

$$2 \text{ mA} = 0.026 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2} (V_{GS} - 0.5 \text{ V})^2$$

și să calculăm tensiunea poartă sursă necesară  $V_{GS} = 9.22 \text{ V}$ .

Cum obținem această tensiune de la divizorul rezistiv? Curentul de poartă este nul, divizorul este neîncărcat și putem aplica regula de trei simplă

$$R_2/R_1 = 9.22 \text{ V}/(20 \text{ V} - 9.22 \text{ V}) = 0.86.$$

Mai rămâne să stabilim valorile rezistențelor. În cazul tranzistoarelor cu efect de câmp avem o foarte mare libertate dar valori prea mici ar micșora prea mult impedanța văzută de generatorul de semnal iar rezistențe de valori exagerat de mari (peste 1 M $\Omega$ ) nu sunt ușor disponibile. O alegere bună este  $R_2 = 860 \text{ k}\Omega$  și  $R_1 = 1 \text{ M}\Omega$ .

**Problema 2.**

a) Tranzistoarele cu efect de câmp au o mare împrăștiere a parametrilor. Pentru tranzistorul din problema anterioară ne putem aștepta la o tensiune de prag chiar de 2 V. Cu valorile de rezistențe alese acolo, recalculați punctul de funcționare dacă  $V_T = 2 \text{ V}$ .

b) Nici curentul  $I_{D(on)}$  nu este controlat tehnologic mai precis. Ne putem aștepta ca acesta să fie de 5 ori mai mic. Luați în considerație și acest aspect la determinarea punctului de funcționare.

**Rezolvare**

a) Curentul de drenă este proporțional cu pătratul comenzii porții  $V_{GS} - V_T$ . Această diferență se modifică de la  $9.22 \text{ V} - 0.5 \text{ V} = 8.72 \text{ V}$  la  $9.22 \text{ V} - 2 \text{ V} = 7.22 \text{ V}$ . Astfel, noul curent de drenă va fi numai 0.686 din cel anterior, adică 1.37 mA. Noul potențial de drenă va fi  $20 \text{ V} - 6.85 \text{ V} = 13.5 \text{ V}$  în loc de 10 V.

b) Dacă  $I_{D(on)}$  este de 5 ori mai mic, aceasta se întâmplă din cauza parametrului  $K$ , care este la rîndul lui de 5 ori mai mic. Noul tranzistor, montat în același circuit proiectat de noi, va avea un curent de drenă de numai  $1.37 \text{ mA} / 5 = 0.27 \text{ mA}$ . În aceste condiții, potențialul drenei va fi  $20 \text{ V} - 1.37 \text{ V} = 18.6 \text{ V}$ . Iată că, deși am proiectat cu grijă circuitul pentru a avea potențialul drenei la 10 V (jumătatea alimentării), datorită împrăștierii tehnologice a parametrilor el poate ajunge inacceptabil de aproape de potențialul alimentării. **Predictibilitatea punctului de funcționare este proastă la tranzistoarele FET; de multe ori punctul de funcționare se ajustează în funcționare cu un rezistor reglabil.**

**Probleme propuse**

**P 7.1.1.** Pentru un tranzistor NMOS cu canal indus, rezistența în starea on  $R_{DS(on)}$ , definită la  $V_{DS} = 10 \text{ V}$ , este de  $300 \Omega$  iar tensiunea sa de prag este  $V_T = 2 \text{ V}$ . Care va fi rezistența între drenă și sursă dacă  $V_{GS} = 4 \text{ V}$  ?

**P 7.1.2.** În condițiile problemei precedente, la ce valoare a tensiunii drenă sursă începe regiunea de saturație ?

**P 7.1.3.** Pentru un tranzistor MOS cu tensiunea de prag  $V_T = 3 \text{ V}$ , curentul în starea ON, definit la  $V_{GS} = 10 \text{ V}$ , este de 5 mA. Cît este, în aceste condiții transconductanța ? Dar dacă tensiunea de poartă se micșorează astfel încît curentul scade la 1 mA ?

**P 7.1.4.** La capătul unui divizor format dintr-un rezistor și tranzistorul MOSFET, se aplică un semnal alternativ cu amplitudinea de 100 mV în jurul valorii 0, ca în Fig. 5. Între ce limite evoluează amplitudinea semnalului la ieșire, dacă potențialul porții este modificat între 3 V și 10 V ? Tranzistorul are parametrii dați în problema P 7.1.1.

**P 7.1.5.** De ce nu a fost legat substratul la masă ci la -1 V ?

**P 7.1.6.** Un tranzistor NMOS de putere este utilizat drept comutaor ON-OFF pentru aprinderea unui bec cu valorile nominale 12 V și 5 A. Tranzistorul are rezistența  $R_{DS(on)}$  sub  $100 \text{ m}\Omega$ .

a) Determinați tensiunea pierdută pe tranzistor și puterea disipată pe acesta.

b) Un tranzistor bipolar de putere (2N3055), operat în aceeași gamă de curenți, prezintă o tensiune de saturație colector emitor de 3 V. Calculați și pentru el căderea de tensiune și puterea disipată.

c) Comparați rezultatele anterioare și decideți care tip de tranzistor este mai potrivit pentru această aplicație.

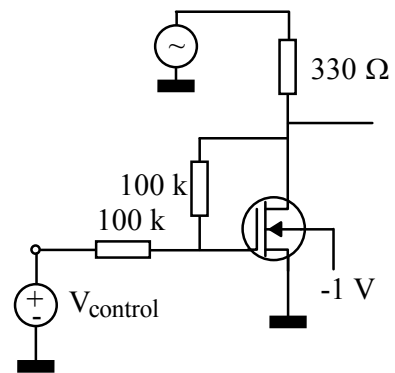


Fig. 7.13.

## Lucrare experimentală

### Experimentul 1. Caracteristica de transfer

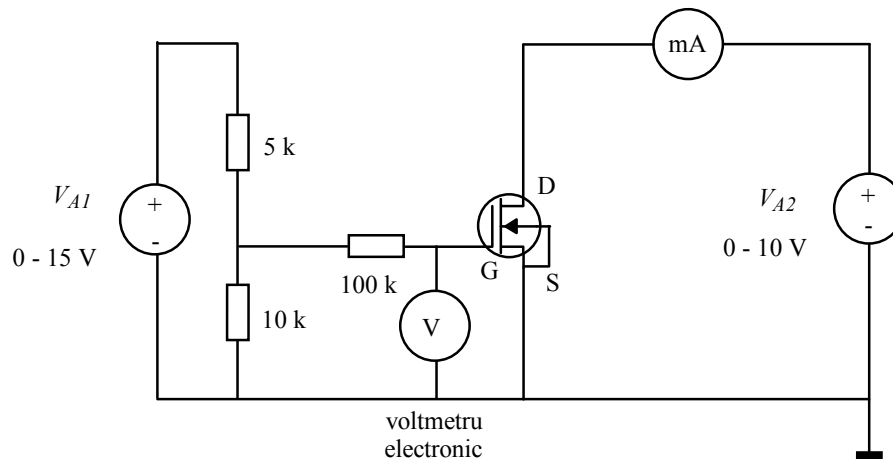


Fig. 7.14. Montaj experimental pentru trasarea caracteristicilor statice.

Desenați pe caiet circuitul din Fig. 7.14 și stabiliți sensurile curenților și polaritățile necesare pentru aparatele de măsură. Realizați, apoi, circuitul.

Observații:

- în jurul tranzistorului au fost montate elemente de protecție și va trebui să utilizați ca terminal de poartă nodul de circuit marcat cu litera G
- substratul a fost legat deja la masă
- rezistorul de 10 k $\Omega$  are rolul de a împiedica încărcarea condensatorului poartă -substrat (care are curenți de scurgere extrem de mici) datorită electricității statice.

Stabiliți  $V_{DS} = 10\text{ V}$  și treceți miliampermetrul legat în drenă pe scala de 10 mA. Creșteți apoi tensiunea pe poartă observând deschiderea tranzistorului. Notați-vă tensiunea de prag. Ridicați caracteristica  $I_D = f(V_{GS})$  obținând 10 -12 puncte experimentale după deschiderea tranzistorului, până la  $V_{GS} = 10\text{ V}$ , și desenați-o în scară liniară, cu tensiunea începând de la 0 volți.

Pentru verificarea relației pătratice  $I_D = f(V_{GS})$ , cel mai simplu este să reprezentăm grafic  $\sqrt{I_D/1\text{ mA}} = f(V_{GS})$ , pentru că ar trebui să obținem o linie dreaptă. Faceți acest lucru și formulați o concluzie asupra valabilității acestei relații.

Reluați determinarea tensiunii de prag și a caracteristicii, pentru o tensiune drenă-sursă de 15 V. Desenați-o în scară liniară, pe același grafic cu cea trasată la  $V_{DS} = 10\text{ V}$ . Cum afectează tensiunea drenă-sursă caracteristica de transfer ?

Determinați transconductanța din panta graficului caracteristicii de transfer, la  $V_{GS} = 10\text{ V}$  (unde  $I_D = I_{DS(on)}$ ) și la  $I_D = 1\text{ mA}$ . La această ultimă valoare a curentului, un tranzistor bipolar are o transconductanță de  $g_m = 1\text{ mA}/25\text{ mV} = 40\text{ mS}$ . Cum este, față de aceasta, transconductanța tranzistorului MOSFET ?

## Experimentul 2. Caracteristica de ieșire

Polarizați poarta cu un volt peste tensiunea de prag, la  $V_{GS} = V_T + 1 \text{ V}$ . Ridicați caracteristica de ieșire  $I_D = f(V_{DS})|_{V_{GS}=\text{const.}}$  modificând tensiunea drenă-sursă între zero și 10 volți. Repetați, apoi, experimentul, pentru  $V_{GS} = V_T + 2 \text{ V}$  și  $V_{GS} = V_T + 3 \text{ V}$ . Desenați cele trei caracteristici pe un singur grafic, în scară liniară. Marcați pe fiecare din cele trei caracteristici punctul care are coordonata  $V_{DS}$  egală cu valoarea  $V_{GS} - V_T$  corespunzătoare acelei caracteristici (datorită alegerii tensiunilor de poartă, aceste valori vor fi 1, 2 și, respectiv, 3 V). Puteți trage o concluzie asupra frontierei aproximative dintre regiunea de saturație și cea de rezistență controlată ?

## Experimentul 3. Îmbunătățirea liniarității în regiunea de rezistență controlată

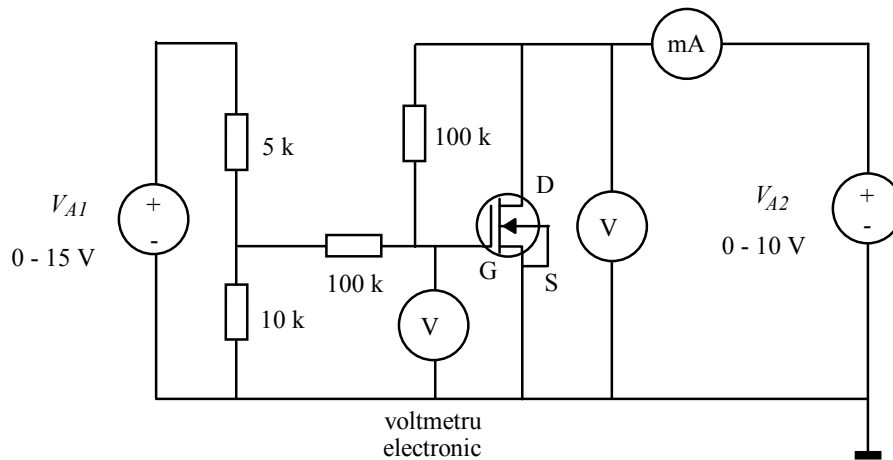


Fig. 7.15.

Modificați circuitul pe care efectuați experimentul pentru a realiza configurația din Fig. 7.15, legând în poartă și rezistența de  $100 \text{ k}\Omega$  conectată la drenă. Reluați trasarea caracteristicilor de ieșire, la aceleași tensiuni de poartă ca în experimentul precedent. Nu depășiți valoarea de  $10 \text{ mA}$  (veți ridica numai regiunea de rezistență controlată). **Atenție, stabilirea tensiunii de poartă se face de fiecare dată cu  $V_{DS} = 0$** , ea modificându-se apoi datorită tensiunii drenă sursă.

Desenați caracteristicile de ieșire și comparați-le cu cele obținute în experimentul anterior pe circuitul standard. Formulați o concluzie.

## Experimentul 4. Comutatorul analogic cu MOSFET

Aveți pe planșetă circuitul din Fig. 7. 16 a) . La borna A generatorul de semnal furnizează o tensiune alternativă cu amplitudinea de  $1 \text{ V}$ , suprapusă peste un nivel continuu. Valoarea nivelului continuu poate fi reglată cu potențiometrul Pot., așa cum se poate vedea în desenul b) al figurii. Tranzistorul NMOS este montat ca un comutator analogic între ieșirea generatorului de semnal și rezistența de sarcină. Prin intermediul comutatorului K puteți lega poarta tranzistorului fie la alimentarea pozitivă, fie la alimentarea negativă.

Alimentați planșeta cu tensiune pozitivă și tensiune negativă, de la două surse. Vizualizați cu osciloscopul forma semnalului la borna A (atenție, intrarea osciloscopului trebuie conectată pe poziția DC

pentru a putea vizualiza și componenta continuă). Rotiți potențimetrului și verificați că nivelul continuu al semnalului se modifică, ca în desenul b) al figurii.

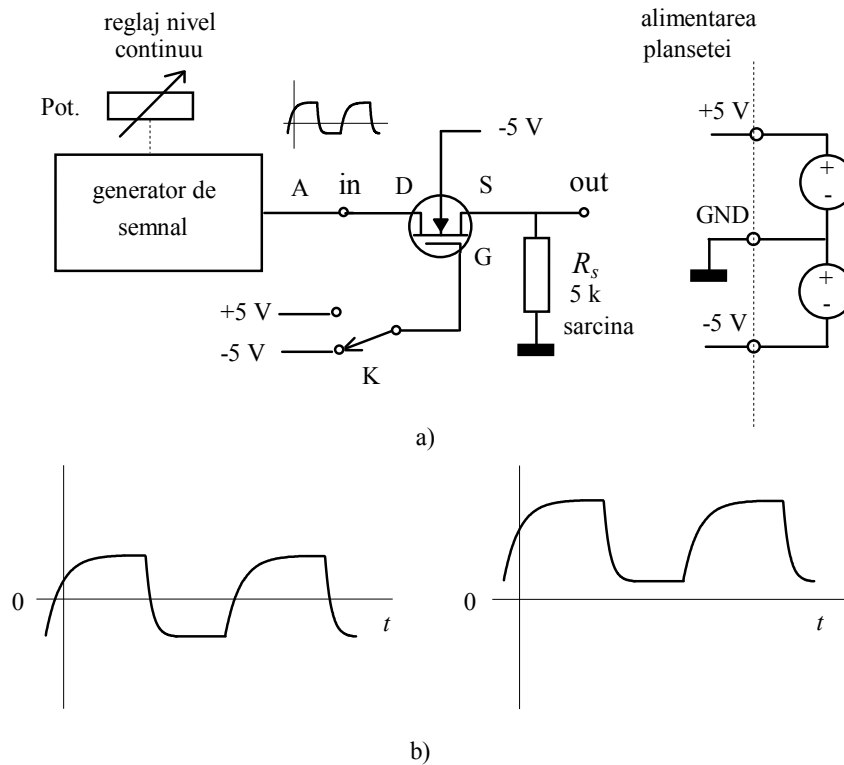


Fig. 7.16. Comutator analogic cu tranzistor NMOS (a) și modificarea nivelului continuu al semnalului produsă de rotația potențimetrului (b).

Reglați acum, cu potențimetrul, nivelul continuu aproximativ la zero și stabiliți poziția comutatorului astfel încât poarta să fie la tensiune negativă. Verificați dacă semnalul ajunge pe rezistența de sarcină. Formulați o concluzie. Schimbați poziția comutatorului, legând poarta tranzistorului la alimentarea pozitivă. Ajunge acum semnalul pe rezistența de sarcină? Cum este valoarea lui comparată cu cea de la intrare? Efectuați măsurători mai precise și estimați valoarea  $R_{DS\ on}$  a tranzistorului.

Păstrând sonda osciloscopului conectată la sarcină, modificați acum, din poziția potențimetrului, nivelul continuu al semnalului. Urmăriți ce se întâmplă cu semnalul când acesta ajunge aproape de potențialul alimentării negative și, apoi, de cel al alimentării pozitive. Formulați o concluzie.

Pe aceeași planșetă aveți și un circuit integrat 4066 care conține patru comutatoare CMOS. Înlocuiți comutatorul cu tranzistor NMOS cu unul CMOS conținut în circuitul integrat, ca în Fig. 7.17. Treceți comutatorul în starea ON și observați din nou ce se întâmplă cu semnalul la ieșire când modificați nivelul său continuu. Formulați o concluzie.

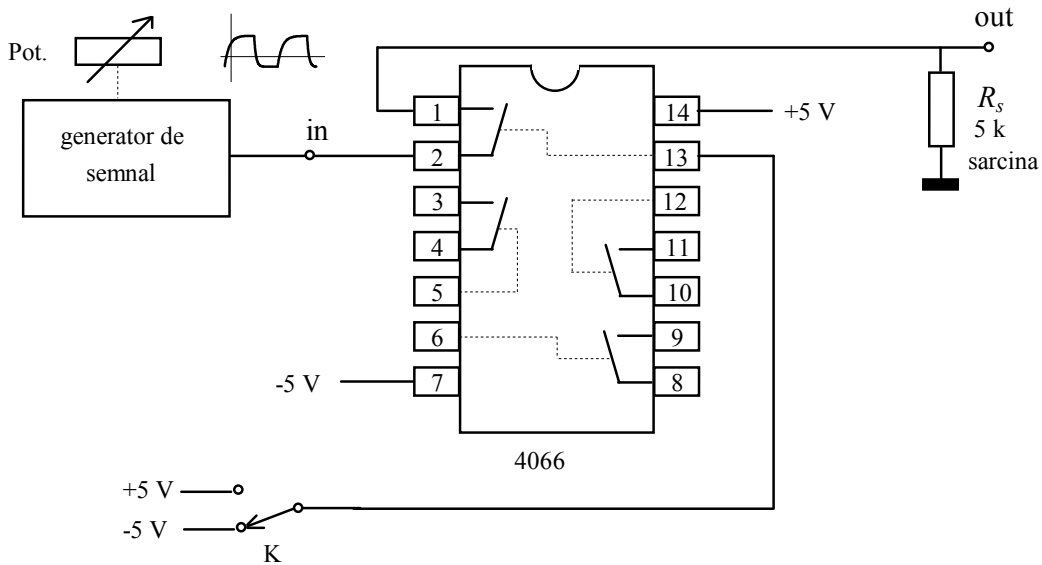


Fig. 7.17.

### Experimentul 5. Comutatorul MOSFET de curent mare

Veți studia acum un comutator realizat cu un tranzistor NMOS de putere. Acesta este comandat astfel încât să întreprindă periodic curentul de alimentare al unui bec, cu o frecvență de câțiva kHz, așa cum se vede în Fig. 7.18. Cu ajutorul potențiometrului Pot. veți putea modifica **factorul de umplere**, adică raportul dintre durata de conducție și perioadă  $\delta = T_{on}/T$ . Astfel, veți putea controla puterea medie pe care o primește becul.

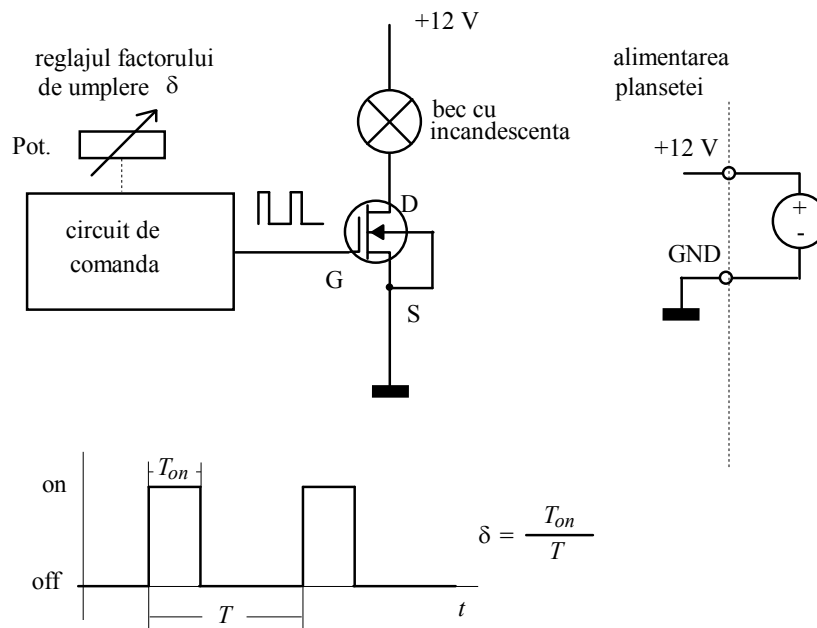


Fig. 7.18. Comutator de putere.

Desenați-vă schema circuitului pe caiet și apoi alimentați planșeta. Pentru câteva poziții ale potențiometrului, vizualizați cu un osciloscop evoluția tensiunii pe bec și desenați forma de undă pe caiet. Estimați, de fiecare dată, factorul de umplere. Cunoscând rezistența becului, determinați și puterea pe care o primește becul.

Concentrați-vă acum asupra comutatorului. Determinați valoarea tensiunii reziduale care cade pe tranzistor și, din aceasta, rezistența sa în starea ON. Estimați puterea medie disipată pe tranzistor când factorul de umplere are valoarea maximă.

## 7.2. Tranzistoare cu poartă joncțiune (JFET)

### 2.A. Simboluri și mod de funcționare

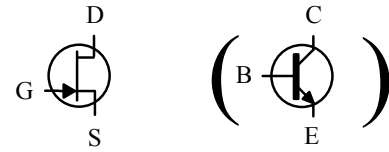
La tranzistoarele cu efect de câmp cu poartă joncțiune (JFET), între poartă și canalul conductor există o joncțiune invers polarizată. Tensiunea aplicată între poartă și sursă controlează conducția în canalul dintre drenă și sursă. Deoarece joncțiunea este invers polarizată, curentul de poartă este mult mai mic decât curentul de bază de la tranzistoarele bipolare, având valori de ordinul **zecilor de nanoamperi**.

Dacă la tranzistoarele de tip metal oxid semiconductor (MOSFET) putem avea fie canal inițial, fie canal indus, datorită principiului de funcționare,

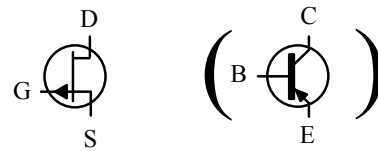
tranzistoarele JFET nu pot fi realizate decât având canal inițial.

Aceasta înseamnă că la tensiune nulă între poartă și sursă ( $V_{GS} = 0$ ) tranzistorul conduce între drenă și sursă, urmînd ca acest curent  $I_D$  să fie micșorat prin aplicarea unei tensiuni  $V_{GS}$  care polarizează invers joncțiunea porții.

După tipul de dopare, există două categorii de tranzistoare JFET: cu canal de tip  $n$  (similare tranzistoarelor bipolare NPN) și cu canal  $p$  (similare tranzistoarelor bipolare PNP). Simbolurile lor sunt prezentate în Fig. 7.19, alături de corespondentele lor bipolare. Săgeata arată sensul direct al joncțiunii; în aplicații, joncțiunea porții trebuie todeauna polarizată **invers**. Vom aborda în continuare tranzistoarele JFET cu canal  $n$ , care sunt mai frecvent utilizate, ca și corespondentele lor bipolare NPN. Modul de comandă al acestora este reprezentat în Fig. 7.20 a).

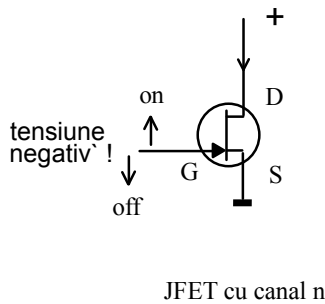


JFET cu canal n

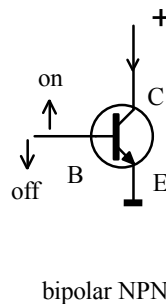


JFET cu canal p

Fig. 7.19. Tranzistoare JFET și corespondentele lor bipolare.

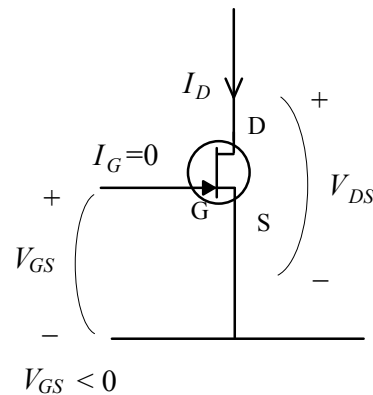


JFET cu canal n



bipolar NPN

a)



b)

Fig. 7.20. Modul de comandă pentru tranzistoarele JFET cu canal n (a) și conexiunea cu sursă comună (b).

### 2.B. Caracteristici statice

Cea mai utilizată conexiune este aceea **cu sursa comună** porturilor de intrare și ieșire, echivalentă cu conexiunea emitor comun de la tranzistoarele bipolare (Fig. 7.20 b). În acest caz, portul de intrare este între poartă și sursă iar portul de ieșire este între drenă și sursă. Deoarece nu există curent de poartă, nu are sens să



vorbim despre caracteristica de intrare. Vom studia, deci, numai caracteristica de transfer  $I_D = f(V_{GS})|_{V_{DS}=const.}$  și cea de ieșire  $I_D = f(V_{DS})|_{V_{GS}=const.}$

În Fig. 7.21 a) am reprezentat caracteristica de transfer a unui tranzistor JFET (care are obligatoriu canal inițial) împreună cu aceea a unui tranzistor MOSFET cu canal indus. Se observă faptul că ele sunt asemănătoare, aceea a tranzistorului JFET fiind deplasată pe axa tensiunilor spre valori negative. La tranzistorul JFET, cu tensiune nulă între poartă și sursă curentul de drenă nu este nul și valoarea sa este un parametru important al tranzistorului, fiind notat cu  $I_{DSS}$ .

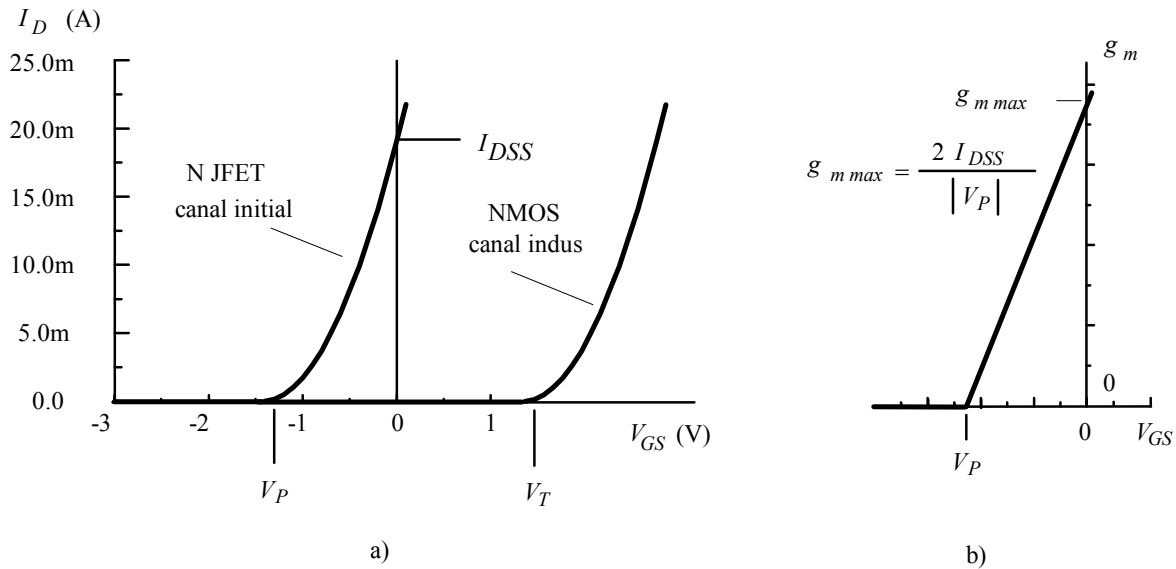


Fig. 7.21. Caracteristica de transfer pentru tranzistoare JFET și MOSFET cu canal indus (a) și dependența transconductanței de tensiunea  $V_{GS}$  pentru JFET (b).

Canalul existent inițial poate fi închis progresiv prin aplicarea unei tensiuni poartă-sursă negative. Când valoarea ei ajunge la  $V_P$ , numită **tensiune de blocare** sau **tăiere (cutoff voltage sau pinch-off voltage** în engleză), curentul de drenă devine nul. Pentru tensiuni  $V_{DS}$  suficient de mari (vom vedea mai târziu cât de mari), curentul depinde parabolic de tensiunea poartă-sursă  $V_{GS}$

$$\begin{cases} I_D = 0 \text{ pentru } V_{GS} < V_P \\ I_D = I_{DSS} \left( \frac{V_{GS}}{V_P} - 1 \right)^2 \text{ pentru } V_{GS} \geq V_P \end{cases} \quad (7.10)$$

Să comparăm relația anterioară cu aceea de la tranzistorul MOSFET:  $I_D = K(V_{GS} - V_T)^2$ . La prima vedere par diferite dar, dacă facem înlocuirile

$$\begin{cases} V_P \rightarrow V_T \\ I_{DSS}/V_P^2 \rightarrow K \end{cases}, \quad (7.11)$$

observăm că avem, de fapt, **exact aceeași dependență**. Formele sub care se utilizează sunt diferite pentru că la JFET este comod să folosim ca parametru curentul de drenă  $I_{DSS}$  (definit la  $V_{GS} = 0$ ).

Din acest motiv,

toate relațiile de la secțiunea precedentă, unde am abordat tranzistoarele MOSFET, rămân valabile și pentru tranzistoarele JFET.

Relațiile vor apărea puțin diferite ca formă, dar cu înlocuirile (7.11) ele devin identice.

Ca și la tranzistoarele MOSFET, parametrii tranzistoarelor sunt puternic împrăștiați tehnologic: tensiunea de tăiere poate avea o dispersie de 5V iar  $I_{DSS}$  o variație în raportul 5 la 1. Așa cum am văzut, aceasta produce o slabă predictibilitate a punctului de funcționare.

La variații mici în jurul unui punct de funcționare, acțiunea tranzistorului poate fi descrisă prin transconductanța  $g_m = \frac{dI_D}{dV_{GS}}$  care este chiar panta caracteristicii de transfer în punctul respectiv. Din relația (7.10) rezultă că transconductanța este proporțională cu radicalul din curentul de drenă

$$g_m = 2 \frac{I_{DSS}}{V_P^2} (V_{GS} - V_P) = 2 \frac{\sqrt{I_{DSS}}}{|V_P|} \sqrt{I_D} \quad (7.12)$$

Dependența transconductanței de tensiunea  $V_{GS}$  a fost reprezentată în Fig. 7.21 b); valoarea ei maximă a transconductanței se obține cu poarta legată la sursă, când  $V_{GS} = 0$ :

$$g_{m \max} = 2 \frac{I_{DSS}}{|V_P|} \quad (7.13)$$

Dacă aplicăm pe poartă o tensiune mai mare decât tensiunea de prag, familia de **caracteristici de ieșire** are forma din Fig. 7.22. Fiecare din caracteristici prezintă două regiuni distincte.

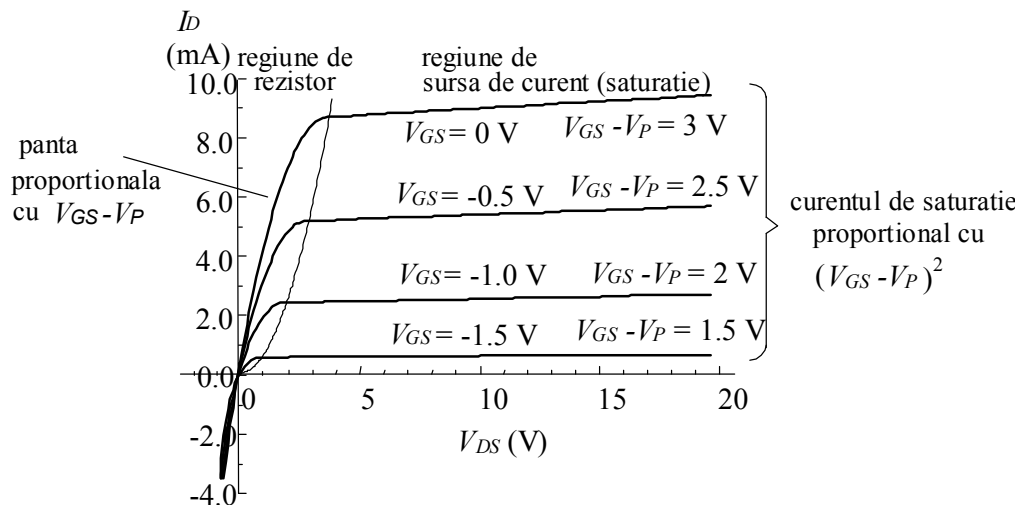


Fig. 7.22. Caracteristici de ieșire pentru tranzistorul JFET.

La valori  $V_{DS}$  mici, curentul de drenă este aproximativ proporțional cu tensiunea drenă-sursă, tranzistorul comportînd-se ca un **rezistor**.

Valoarea rezistenței ohmice echivalente depinde de tensiunea aplicată pe poartă; avem o regiune de **rezistență controlată**. Pentru tensiuni drenă sursă mici în valoare absolută, această regiune se continuă și la tensiuni drenă-sursă negativă.

În această regiune, dependența curentului de sursă poate fi aproximată prin

$$I_D \cong 2 \frac{I_{DSS}}{V_P^2} (V_{GS} - V_P) V_{DS} ; \quad (7.14)$$

tranzistorul are o comportare de **rezistor**, cu rezistența

$$R_{DS} = \frac{V_P^2}{2I_{DSS}(V_{GS} - V_P)} \quad (7.15)$$

controlată de tensiunea aplicată pe poartă. Valoarea minimă a acestei rezistențe se obține cînd poarta este legată la sursă și  $V_{GS} = 0$ . În aceste condiții,

$$R_{DS \min} = \frac{|V_P|}{2I_{DSS}} \quad (7.16)$$

În cealaltă regiune tranzistorul are o comportare complet diferită:

la valori  $V_{DS}$  mari, curentul încetează practic să mai depindă de tensiunea drenă-sursă, ieșirea comportîndu-se ca o **sursă de curent controlată de tensiunea de poartă**.

În regiunea de sursă de curent controlată, este valabilă relația (7.10) și **aici am ridicat caracteristica de transfer și am definit transconductanța**. Cu tranzistorul în acest regim de funcționare putem realiza **amplificatoare** (pentru că  $I_D$  nu este saturat în raport cu mărimea de intrare  $V_{GS}$  ci, din contră, este controlat practic numai de aceasta).

Comparația relației (7.16) cu (7.12) arată un lucru interesant și util: alegînd o tensiune de poartă,

rezistența din regiunea de rezistență controlată este inversul transconductanței din regiunea de saturație.

De asemenea, este util să cunoaștem o limită aproximativă între aceste două regiuni. Astfel,

pentru o tensiune poartă-sursă fixată, frontiera între regiunea de rezistor controlat și aceea de sursă de curent controlată este la o valoare a tensinii drenă-sursă egală cu comanda porții  $V_{DS \text{ limita}} = V_{GS} - V_P$ .

În Fig. 7.22 această frontieră a fost desenată cu linie întreruptă.

**Îmbunătățirea liniarității în regiunea de rezistență controlată**

În regiunea de rezistență controlată, dependența mai exactă a curentului de drenă este dată de relația

$$I_D = 2 \frac{I_{DSS}}{V_P^2} [(V_{GS} - V_P) - V_{DS}/2] V_{DS}; \tag{7.17}$$

Din analiza acesteia rezultă că liniaritatea poate fi îmbunătățită dacă tensiunea de poartă, în loc să fie ținută constantă, variază după legea  $V_{GS} = \text{const.} + V_{DS}/2$ . Acest lucru îl realizează circuitul din Fig. 7.23. Exprimînd prin teorema Milman potențialul porții, avem  $V_{GS} = V_G = V_1/2 + V_{DS}/2$ . Înlocuind acum în relația (7.17) termenul  $V_{DS}/2$  din paranteză dispăre și obținem o relație de proporționalitate între curent și tensiune

$$I_D = 2K(V_1/2 - V_T)V_{DS}; \tag{7.18}$$

astfel, rezultă o comportare de rezistor fără să mai fie nevoie să folosim aproximația  $V_{DS} \ll V_{GS} - V_P$ . Extinderea regiunii de liniaritate nu este însă prea mare, întrucît însăși relația (7.17) este o aproximație care își încetează valabilitatea la tensiuni drenă sursă mari.

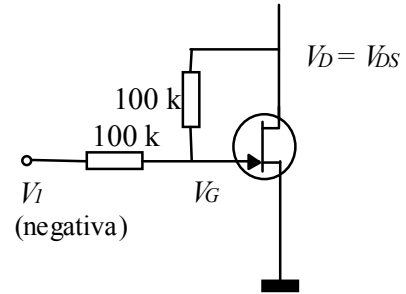


Fig. 7.23. Circuit pentru îmbunătățirea liniarității în regiunea de rezistență controlată.

**2.C. Surse de curent cu JFET**

Cel mai simplu circuit cu JFET este cel din Fig. 7.24 a): legăm poarta la sursă și am obținut o sursă de curent (de fapt, un "absorbant" de curent). Acest lucru este evident pe caracteristica de ieșire trasată la  $V_{GS} = 0$ , adică cu poarta și sursa în scurtcircuit (desenul b). Singurul lucru de care trebuie să avem grijă este ca tensiunea drenă-sursă, coborînd, să nu se apropie de valoarea  $(0 - V_P) = |V_P|$  de unde tranzistorul începe să semene cu o rezistență.

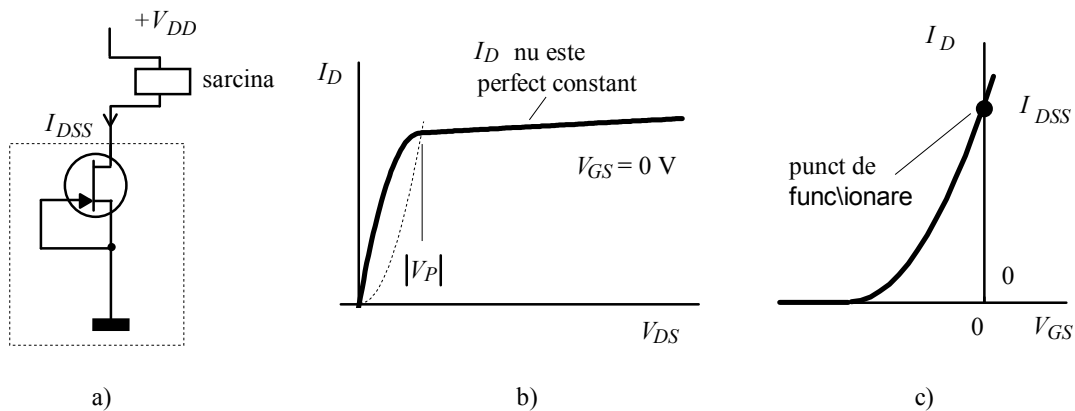


Fig. 7.24. Sursă de curent cu JFET.

Circuitul precedent este simplu, dar prezintă două dezavantaje. În primul rând, valoarea curentului sursei nu poate fi programată de către proiectant, fiind egală cu  $I_{DSS}$  (desenul c). }i cum acest parametru are o împrăștiere tehnologică mare (ajungând chiar la 1:5)... Există însă asemenea circuite, gata selectate de producător după valorile lui  $I_{DSS}$  și vândute ca surse de curent. Totuși, în aplicații este nevoie uneori să ajustăm fin valoarea sursei de curent. Un al doilea dezavantaj al circuitului este acela că intensitatea curentului de drenă nu este perfect constantă, crescând ușor cu tensiunea  $V_{DS}$ : sursa de curent nu este una ideală.

O rezolvare comună pentru aceste dezavantaje poate fi găsită dacă ne amintim că o problemă asemănătoare am întâlnit la tranzistoarele bipolare când menținem  $V_{BE}$  constant. Soluția era să intercalăm o rezistență în circuitul emitorului și aceasta este rezolvarea (parțială) și a dezavantajelor amintite mai sus. Ajungem, astfel, la sursa de curent perfecționată din Fig. 7.25 a).

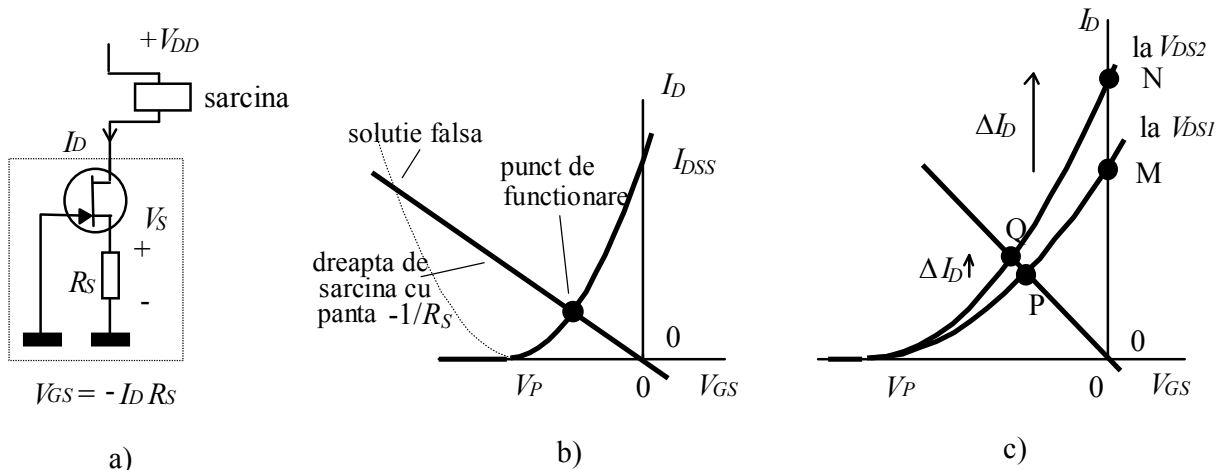


Fig. 7.25. Sursă de curent cu rezistor conectat în sursa tranzistorului.

Pentru determinarea punctului de funcționare putem încerca să rezolvăm niște ecuații (sunt de gradul doi și le putem rezolva prin radicali) sau putem apela la o metodă grafică (desenul b). Una din ecuații este chiar caracteristica de transfer  $I_D = f(V_{GS})|_{V_{DS}=\text{const.}}$  iar cealaltă este  $V_{GS} = 0 - I_D R_S = -I_D R_S$ . Aceasta din urmă, scrisă sub forma  $I_D = -V_{GS}/R_D$  are ca reprezentare grafică o dreaptă de pantă negativă ce trece prin origine. La intersecția celor două curbe se găsește punctul de funcționare căutat.

*Observație:* Dacă am fi rezolvat sistemul de ecuații am fi găsit **două soluții**; cea cu valoare mai mare pentru  $I_D$  corespunde ramurii din stînga a parabolei, care nu face parte din caracteristică și trebuie ignorată.

Dacă modificăm valoarea rezistenței din drenă, se modifică și panta "drepte de sarcină" și putem, astfel, ajusta valoarea sursei de curent între zero și  $I_{DSS}$ . Introducerea rezistenței  $R_S$  îmbunătățește și comportarea sursei de curent, așa cum se poate constata în Fig. 7.25 c). Aici am trasat caracteristica de transfer pentru două valori diferite ale tensiunii drenă-sursă, exagerînd influența acestei tensiuni asupra caracteristicii. Dacă sursa ar fi legată direct la masă ( $V_{GS} = 0$ ), punctul de funcționare s-ar deplasa la modificarea lui  $V_{DS}$ , din  $M$  în  $N$  pe axa verticală a graficului. În cazul introducerii rezistenței  $R_S$ , modificarea punctului de funcționare are loc din poziția  $P$  în poziția  $Q$ . Este clar că variația curentului  $I_D$  este mai mică decît în prima situație și este cu atît mai mică cu cît dreapta de sarcină se apropie de orizontală, adică cu cît rezistența  $R_S$  crește.

Creșterea rezistenței din sursă apropie funcționarea sursei de curent de cea ideală.

## 2.D. Repetorul pe sursă (source follower în limba engleză)

Introducerea rezistenței  $R_S$  ne-a permis să aducem tranzistorul în punctul de funcționare dorit fără să fie nevoie de utilizarea unei surse negative pentru polarizarea porții. Acest truc poartă numele de **negativare automată** și a fost inventat pe vremea tuburilor electronice. Același circuit poate fi utilizat și pentru a îndeplini o cu totul altă funcție (Fig. 7.26 a).

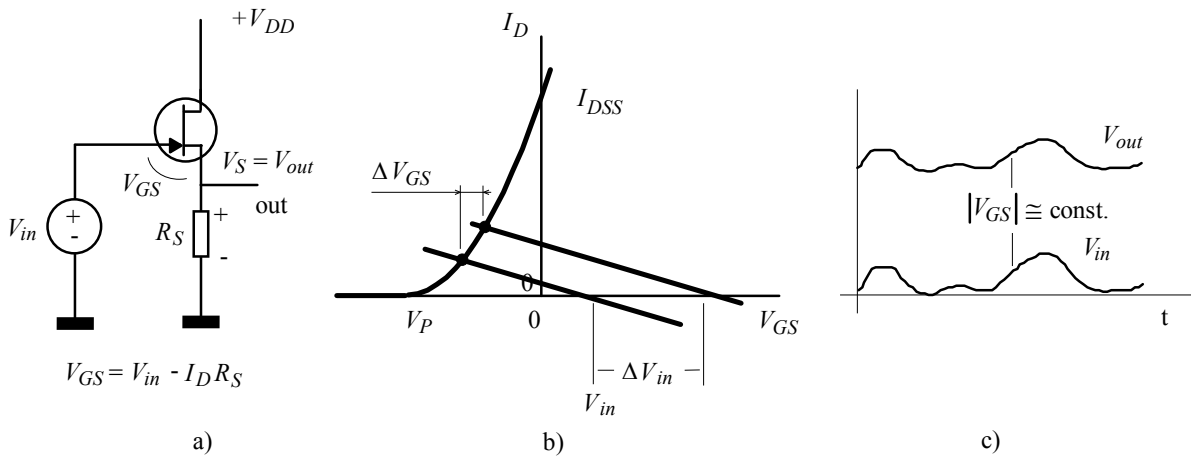


Fig. 7.26. Repetorul pe sursă.

Conectăm drena direct la alimentarea pozitivă, desfacem poarta de la masă și o legăm la o tensiune de intrare  $V_{in}$  variabilă și noul circuit este gata. Ca să înțelegem funcționarea sa, revenim la metoda dreptei de sarcină (desenul b). Acum însă, expresia lui  $V_{GS}$  are forma  $V_{GS} = V_{in} - I_D R_S$ , care conduce la

$$I_D = \frac{V_{in}}{R_S} - \frac{V_{GS}}{R_S}. \quad (7.19)$$

Dreapta de sarcină are în continuare panta  $-1/R_S$  dar nu mai trece prin origine ci intersectează axa orizontală la coordonata  $V_{in}$ .

Să urmărim ce se întâmplă dacă tensiunea de intrare  $V_{in}$  suferă variații mici (exagerate pe desen pentru a fi mai ușor vizibile). Dreapta de sarcină se deplasează paralel cu ea însăși, fiind translatată pe orizontală cu  $\Delta V_{in}$ . Dacă dreapta de sarcină are panta (în modul) mult mai mică decât panta  $g_m$  a caracteristicii de transfer

$$1/R_S \ll g_m \Leftrightarrow R_S \gg 1/g_m \quad (7.20)$$

atunci variațiile tensiunii poartă-sursă sunt mult mai mici decât acelea ale tensiunii de intrare

$$\Delta V_{GS} \ll \Delta V_{in} \Rightarrow \Delta V_S = \Delta V_{in} - \Delta V_{GS} \cong \Delta V_{in}. \quad (7.21)$$

În aceste condiții, variațiile tensiunii de intrare se regăsesc (puțin atenuate) ca variații ale potențialului sursei, așa cum se observă în desenul c, unde am desenat evoluțiile în timp ale celor două potențiale; am obținut un **circuit repetor**. Avantajul lui esențial este că intensitatea curentului absorbit de la sursa de semnal este extrem de mică (zeci de nA la frecvență nulă și determinată de capacitatea de intrare la frecvențe mari).

Putem chiar să calculăm cât de bine sunt repetate variațiile de tensiune. Dacă presupunem că variațiile lui  $V_{in}$  sunt suficient de mici astfel încât  $\Delta I_D/I_D \ll 1$ , putem exprima variația  $\Delta I_D$  a curentului de drenă cu ajutorul transconductanței calculate în acel punct de funcționare  $\Delta I_D = g_m \cdot \Delta V_{GS} = g_m (\Delta V_{in} - \Delta V_{out})$ . Pe de altă parte, variația tensiunii de ieșire este dată de legea lui Ohm  $\Delta V_{out} = R_S \Delta I_D$ . Din cele două relații rezultă **amplificarea repetorului**

$$A_V = \frac{\Delta V_{out}}{\Delta V_{in}} = \frac{1}{1 + 1/(g_m R_S)}, \quad (7.22)$$

întodeauna subunitară.

Deși variațiile lor sunt aproximativ egale, între potențialul ieșirii și cel al intrării există un decalaj (**offset** în limba engleză), potențialul ieșirii fiind mai ridicat cu  $|V_{GS}| < |V_P|$  decât cel al intrării.

Pentru îndeplinirea mai bună a condiției (7.20), o soluție elegantă este intercalarea în circuitul sursei tranzistorului a unei surse de curent (pe care tocmai am studiat-o), ca în Fig. 7.27. Astfel, dreapta de sarcină devine practic orizontală. Pentru a nu avea probleme cu complianța sursei de curent a trebuit să utilizăm o **alimentare diferențială** (două surse de alimentare, una pozitivă față de masă și una negativă).

Dacă tranzistoarele sunt perfect identice (aceleași valori pentru  $V_P$  și  $I_{DSS}$ ) și mutăm borna de ieșire în dreapta lui  $T_2$ , se mai întâmplă un miracol: dispăre decalajul dintre potențialele intrării și ieșirii. Acest lucru poate fi explicat în modul următor. Ambele tranzistoare funcționează la același curent de drenă și, deci, vor avea obligatoriu aceeași valoare a tensiunii  $V_{GS}$  poartă-sursă. Pe de altă parte, cele două rezistoare sunt egale și sunt parcurse de același curent. Pentru că, la tranzistorul  $T_2$ ,  $V_{G2} - I_D R = 0$ , același lucru se va întâmpla și a tranzistorul  $T_1$ , adică potențialul  $V_{out}$  va fi egal cu potențialul  $V_{in}$ . În realitate, chiar dacă tranzistoarele sunt bine împerecheate, fiind realizate pe același "chip" de siliciu, o mică valoare a decalajului rămîne.

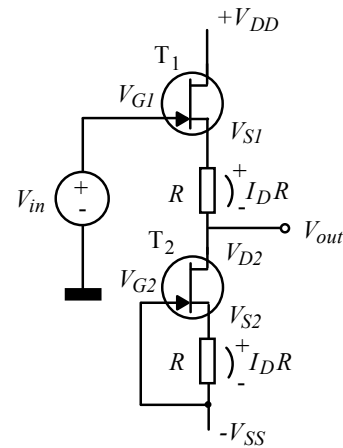


Fig. 7.27. Repetor perfecționat.

## 2.E. Atenuatorul controlat

Am folosit de multe ori un divizor rezistiv pentru a produce o tensiune continuă de valoare convenabilă. Același dispozitiv poate fi utilizat, însă, și ca **atenuator**, pentru a aplica pe o rezistență de sarcină un semnal de tensiune de amplitudine mai mică decât cel produs de generator (Fig. 7.28 a). O aplicație standard este **potențiometrul de volum** cu care reglați intensitatea semnalului sonor la un amplificator audio.

Dezavantajul potențiometrului este că atenuarea sa nu poate fi controlată decât mecanic; dacă am dori să controlăm electronic, ne-ar trebui un motorăș care să rotească axul potențiometrului. Tranzistoarele cu efect de câmp, datorită regiunii lor de rezistență controlată, permit realizarea unor **atenuatoare controlate** de o tensiune electrică.

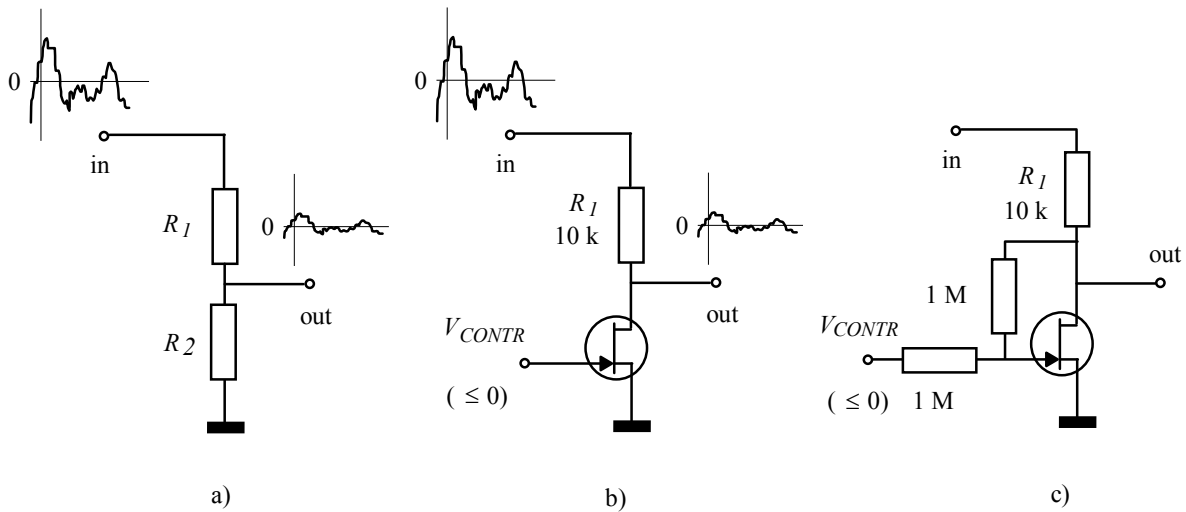


Fig. 7.28. Atenuator cu divizor rezistiv (a) și atenuatoare cu tranzistor JFET (b) și (c).

Tot ce avem de făcut este să înlocuim rezistența  $R_2$  a divizorului cu tranzistorul FET și să controlăm tensiunea sa poartă-sursă (desenul b al figurii). La valoarea nulă a tensiunii de control, tranzistorul prezintă o rezistență de valoare minimă, egală, conform relației (7.16), cu  $|V_P|/(2I_{DSS})$ . În aceste condiții, între amplitudinile semnalelor de intrare și ieșire avem relația

$$\frac{\Delta V_{out}}{\Delta V_{in}} = \frac{R_{DS}}{R_{DS} + R_1} = \frac{|V_P|}{|V_P| + 2I_{DSS}R_1}. \quad (7.23)$$

Pe de altă parte, când tensiunea de control, negativă, ajunge la  $-V_P$  tranzistorul este blocat și pe sarcină se regăsește întregul semnal de intrare. La frecvențe mari se produce, totuși, o atenuare datorită capacității tranzistorului.

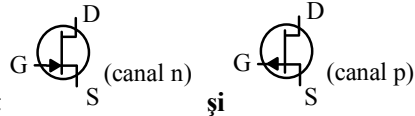
Pentru a apropia și mai mult comportarea tranzistorului de aceea a unui rezistor, se poate utiliza adunarea, peste tensiunea de control, a cantității  $V_{DS}/2$  ca în Fig. 7.28 c), așa cum am discutat mai înainte. Chiar și cu acest truc, trebuie să avem grijă ca amplitudinea semnalului să nu fie mai mare de câteva zecimi de volt, altfel acesta va fi distorsionat datorită dependenței neliniare  $I_D = f(V_{DS})$ .



## Enunțuri frecvent utilizate

(ațit de frecvent încit merită să le memorați)

-Tranzistoarele JFET nu pot fi realizate decit avînd canal inițial.



-Simbolurile utilizate pentru tranzistoarele JFET sunt  (canal n) și  (canal p) ; tot ce urmează se referă la tranzistoare JFET cu canal n.

- Joncțiunea poartă-sursă trebuie să fie invers polarizată; astfel, la tranzistoarele JFET avînd canal de tip n, tensiunea poartă-sursă trebuie să fie negativă.

- La tensiune poartă-sursă nulă  $V_{GS} = 0$  există un curent de poartă. La  $V_{DS}$  mari se definește curentul  $I_{DSS}$  pentru  $V_{GS} = 0$ .

-Cu înlocuirile  $V_P \rightarrow V_T$  și  $I_{DSS}/V_P^2 \rightarrow K$ , relațiile de la JFET sunt identice cu cele de la MOSFET.

- Negativarea porții față de sursă micșorează curentul de drenă, la  $V_{GS} = V_P$  acesta devenind nul.

- Pentru tensiuni drenă sursă mari și valori ale tensiunii poartă sursă peste tensiunea  $V_P$  (de blocare), caracteristica de transfer  $I_D = f(V_{GS})|_{V_{DS}=\text{const.}}$  este parabolică  $I_D = I_{DSS}(V_{GS}/V_P - 1)^2$ .

- Transconductanța  $g_m = \Delta I_D/\Delta V_{GS}$  este proporțională cu comanda porții  $V_{GS} - V_P$  sau, altfel spus, cu radical din curentul de drenă.

- Caracteristicile de ieșire  $I_D = f(V_{DS})|_{V_{GS}=\text{const.}}$  prezintă două regiuni distincte: la valori mici ale tensiunii  $V_{DS}$  tranzistorul se comportă ca un rezistor cu valoarea controlată de tensiunea poartă-sursă iar la tensiuni  $V_{DS}$  mari tranzistorul se comportă ca o sursă de curent controlată de tensiunea poartă-sursă.

-Frontiera între cele două regiuni se găsește aproximativ la  $V_{DS} = V_{GS} - V_P$ .

-În regiunea de rezistor controlat, rezistența variază invers proporțional cu comanda porții  $V_{GS} - V_P$ .

- La aceeași tensiune de poartă, rezistența din regiunea de rezistor controlat este inversul transconductanței din regiunea de sursă de curent.

- Datorită regiunii de rezistor, tranzistoarele JFET se pot utiliza în atenuatoare controlate de o tensiune electrică.

-În regiunea de sursă de curent controlată, tranzistoarele JFET sunt utilizate ca surse de curent sau repetitoare pe sursă.

### Avantajele generice ale tranzistoarelor cu efect de câmp sunt:

- curentul de poartă extrem de mic în regim de curent continuu (la MOSFET ajunge la 1 pA !);
- la tensiuni drenă-surse mici ele se comportă ca niște rezistoare controlate, putînd fi utilizate ca și comutatoare analogice sau atenuatoare comandate;
- tranzistoarele MOSFET de putere ajung la rezistențe în starea ON de cîtiva mΩ;
- tranzistoarele MOSFET de putere pot manipula curenți de zeci de amperi și tensiuni de ordinul kilovolților, avînd rezistențe în starea ON de cîtiva mΩ;
- sunt mai stabile cu temperatura (vom reveni asupra acestui subiect în capitolul următor).

## Termeni noi

- tensiune de blocare (strangulare)** valoarea tensiunii poartă-sursă care, polarizînd invers joncțiunea poartă-canal, produce anularea curentului de drenă (blocarea tranzistorului);
- repetor pe sursă (source follower)** circuit cu drena legată la un potențial constant în care variațiile potențialului sursei sunt aproximativ egale (întodeauna mai mici) cu variațiile potențialului porții; între cele două potențiale există un decalaj, aproximativ constant;
- atenuator controlat** circuit similar unui divizor rezistiv în care rezistorul legat la masă este înlocuit cu un tranzistor cu efect de câmp, operat în regiunea de rezistență controlată, a cărei rezistență  $R_{DS}$  este comandată prin potențialul porții;

### Problemă rezolvată

Avem la dispoziție un tranzistor JFET care are canal n și ai cărui parametri au fost determinați: experimental:  $V_P = -4\text{ V}$  și  $I_{DSS} = 15\text{ mA}$ .

a) Ne propunem, mai întâi, să proiectăm o sursă de curent care să absoarbă spre masă 2 mA.

b) Cu această sursă de curent vom îmbunătăți performanțele unui repetor pe sursă, realizat cu un tranzistor identic. Va trebui să alegem tensiunile de alimentare și să stabilim în ce domeniu poate evolua tensiunea de intrare.

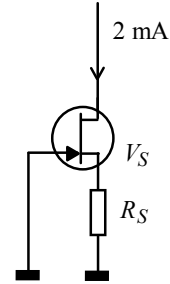


Fig. 7.29.

### Rezolvare

a) Schema sursei de curent este cea din Fig. 7.29; va trebui să determinăm valoarea necesară pentru rezistența  $R_S$ . Avem la dispoziție ecuația caracteristicii de transfer a tranzistorului

$$2\text{ mA} = 15\text{ mA} \left( \frac{V_{GS}}{-4\text{ V}} - 1 \right)^2 ;$$

de aici putem obține valoarea necesară pentru tensiunea  $V_{GS}$

$$V_{GS} = -4\text{ V} \cdot (\sqrt{2/15} + 1) = -1.46\text{ V} .$$

Această tensiune este produsă prin căderea de tensiune pe rezistența  $R_S$ ; de aici rezultă imediat valoarea acestei rezistențe

$$R_S = \frac{1.46\text{ V}}{2\text{ mA}} = 730\ \Omega .$$

b) Schema repetorului perfecționat este aceea prezentată în Fig. 7.27. O reluăm (Fig. 7.30), utilizând sursa de curent gata proiectată și ținând seama că cele două rezistențe trebuie să fie egale. Trecem pe schemă tensiunile poartă sursă și căderile de tensiune pe rezistențe, alegem valorile tensiunilor de alimentare și acum putem să spunem între ce valori poate evolua tensiunea de intrare. Sursa tranzistorului  $T_2$  este menținută la  $-15\text{ V} + 1.46\text{ V} = -13.5\text{ V}$ . Pentru el, regiunea de rezistență controlată (care trebuie evitată) începe la  $V_{DS} = V_{GS} - V_P = -1.46 - (-4\text{ V}) = 2.54\text{ V}$ . În concluzie, drena sa ar putea coborî pînă la  $-13.5 + 2.54 = -11\text{ V}$ . Cum nu există decalaj între intrare și ieșire, tragem concluzia că **potențialul intrării nu trebuie să coboare aproape de  $-11\text{ V}$ .**

Tranzistorul  $T_1$  lucrează în același punct de funcționare; din acest motiv, sursa sa nu trebuie să urce la un potențial mai mare de  $+V_{DD} - 2.54\text{ V} \cong +12.4\text{ V}$ . Cum potențialul intrării este cu  $-1.46\text{ V}$  mai coborît decît potențialul sursei, rezultă că **potențialul intrării nu trebuie să urce aproape de  $+11\text{ V}$ .**

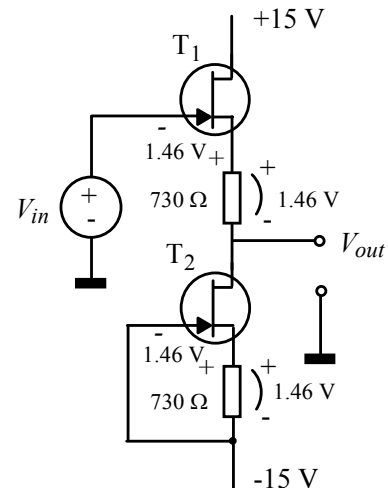


Fig. 7.30.

### Probleme propuse

**P 7.2.1.** Un tranzistor JFET ce are canal n are caracteristica de transfer din Fig. 7.31.

a) Determinați  $I_{DSS}$  și  $V_P$ .

b) În jurul cărui punct de funcționare are tranzistorul transconductanța  $g_m$  de valoare maximă și care este această valoare? În ce regiune de funcționare trebuie să se găsească tranzistorul și cât trebuie să fie  $V_{DS}$ ?

c) La ce tensiune  $V_{GS}$  are tranzistorul rezistența  $R_{DS}$  de valoare minimă și care este această valoare? În ce regiune de funcționare trebuie să se găsească tranzistorul și cât trebuie să fie  $V_{DS}$ ?

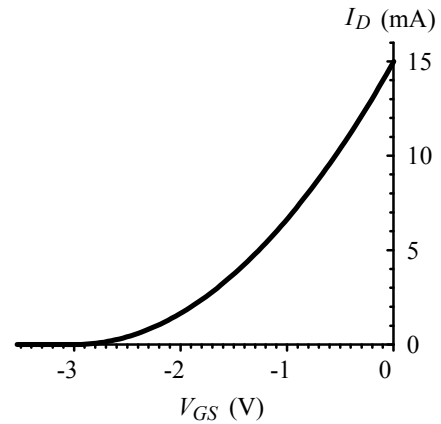


Fig. 7.31.

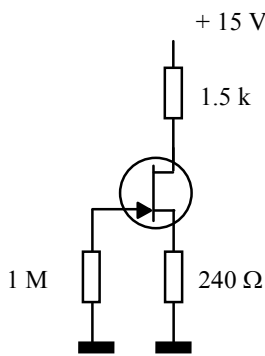


Fig. 7.32.

**P 7.2.2.** Calculați punctul static de funcționare al circuitului din Fig. 7.32,

dacă tranzistorul are caracteristica de transfer din Fig. 7.31 (utilizați metoda dreptei de sarcină).

**P 7.2.3.** Un tranzistor JFET are parametrii (măsurati)  $I_{DSS} = 3 \text{ mA}$  și  $V_P = -4 \text{ V}$ ; el este utilizat în circuitul din Fig. 7.24 a). Determinați ce rezistență trebuie să montăm în circuitul sursei, pentru a obține un curent  $I_D = 1 \text{ mA}$ .

**P 7.2.4.** După ce ați calculat și montat rezistența, ați luat, din greșeală un alt exemplar din cutia cu tranzistoare. Acesta are parametrii  $I_{DSS} = 15 \text{ mA}$  și  $V_P = -1 \text{ V}$ . Ce valoare va avea curentul de drenă în locul celei impuse de 1 mA?

**P 7.2.5.** Circuitul de la problema P 7.2.3 este utilizat ca repetor pe sursă (Fig. 7.33), tensiunea de intrare având variații mici.

a) Calculați decalajul între tensiunea de intrare și cea de ieșire.

b) Determinați amplificarea repetorului.

**P 7.2.6.** Tensiunea de intrarea a repetorului din problema precedentă a crescut atât de mult încât tensiunea  $V_{GS}$  a ajuns aproape zero.

a) Cât este valoarea tensiunii de intrare la care se întâmplă acest lucru?

b) Recalculați amplificarea repetorului pentru variații mici în jurul acestui nou punct de funcționare.

c) Comparați cele două amplificări și trageți o concluzie asupra distorsiunilor produse de repetor dacă tensiunea de intrare are o excursie prea mare.

**P 7.2.7.** Circuitul din Fig. 7.34 este un repetor perfecționat, care are montată în sursă o sursă de curent. Presupunând ambele tranzistoare identice, cu  $I_{DSS} = 5 \text{ mA}$  și  $V_P = -2 \text{ V}$ , determinați valoarea necesară pentru cele două rezistențe (identice). Cât va fi decalajul dintre tensiunea de ieșire și cea de intrare?

**P 7.2.8.** Între ce limite poate varia tensiunea de intrare cu condiția ca nici unul din tranzistoare să nu ajungă în regiunea de rezistență controlată? (revedeți problema rezolvată)

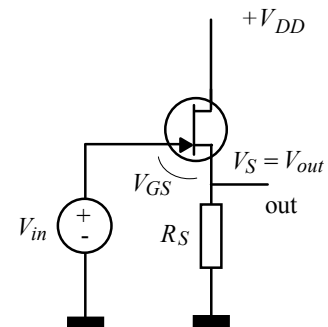


Fig. 7.33.

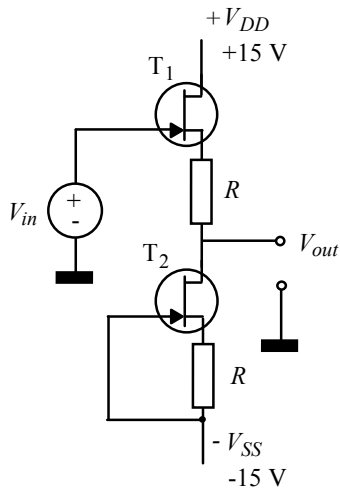


Fig. 7.34.  
 pentru ca tranzistorul să se comporte ca o rezistență ?

**P 7.2.9.** Atît în problema precedentă cît și în cea rezolvată, calculul domeniului maxim admis pentru tensiunea de intrare a fost făcut de la început numeric. Din această cauză, am scăpat un rezultat interesant. Reluați calculul păstrînd tensiunea  $V_P$  ca variabilă **literală** (simbolică) și încercați să arătați că limitele acestui domeniu sunt  $+V_{DD} - |V_P|$  și  $-V_{SS} + |V_P|$ .

**P 7.2.10.** La atenuatorul controlat din Fig. 7.35 tensiunea de control poate fi modificată între zero și o valoare negativă, mai mare în valoare absolută decît  $V_P = -3 \text{ V}$ . }tiind, în plus, că tranzistorul are  $I_{DSS} = 10 \text{ mA}$ , calculați între ce limite poate fi controlată atenuarea, defînită ca  $\Delta V_{in}/\Delta V_{out}$ . Între ce limite aproximative trebuie să evolueze potențialul intrării

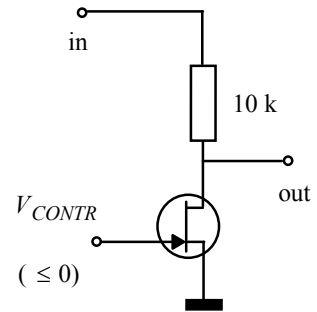


Fig. 7.35.

## Lucrare experimentală

### Experimentul 1. Caracteristica de transfer

Desenați pe caiet circuitul din Fig. 7.36 și stabiliți sensurile curenților și polaritățile necesare pentru aparatele de măsură. Divizorul rezistiv este utilizat pentru a putea controla mai fin tensiunea de poartă din butonul de reglaj al sursei  $V_{A1}$ . Voltmetrul nu a fost legat chiar în poartă pentru a nu fi neapărat necesar ca el să fie electronic (justificați de ce!).

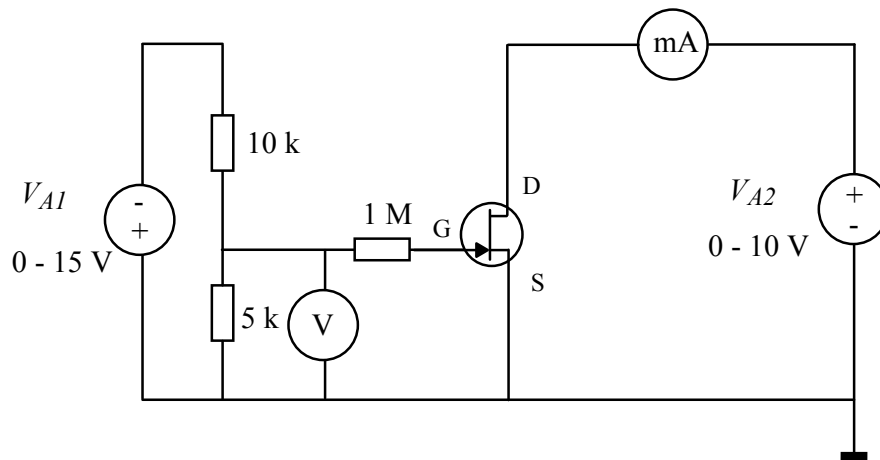


Fig. 7.36. Montaj experimental pentru trasarea caracteristicilor statice.

Realizați circuitul. Începeți experimentul, determinînd curentul  $I_{DSS}$  definit la  $V_{GS} = 0$ . Pentru a fi siguri că aveți o tensiune poartă-sursă nulă (unele surse de alimentare nu coboară exact la zero) desfaceți firele care merg la sursa  $V_{A1}$  și legați-le în scurtcircuit. Comutați miliampermetrul legat în drenă pe scala de 30 mA și stabiliți  $V_{DS} = 10$  V. Notați-vă valoarea parametrului  $I_{DSS}$  al tranzistorului.

Desfaceți acum scurtcircuitul și conectați sursa de alimentare  $V_{A1}$  (atenție la polaritate, ea trebuie să fie negativă față de masă). Creșteți (în valoare absolută) tensiunea pe poartă observînd închiderea progresivă a tranzistorului. Notați-vă tensiunea de prag, la care curentul de drenă devine nul.

Ridicați caracteristica  $I_D = f(V_{GS})$  obținînd 10 -12 puncte experimentale, și desenați-o în scară liniară (graficul va fi în cadranul doi). Pentru verificarea relației pătratice  $I_D = f(V_{GS})$ , cel mai simplu este să reprezentăm grafic  $\sqrt{I_D/I_{DSS}} = f(V_{GS})$ , pentru că ar trebui să obținem o linie dreaptă. Faceți acest lucru și formulați o concluzie asupra valabilității acestei relații.

Reluați determinarea tensiunii de prag și a caracteristicii, pentru o tensiune drenă-sursă de 15 V. Desenați-o în scară liniară, pe același grafic cu cea trasată la  $V_{DS} = 10$  V. Cum afectează tensiunea drenă-sursă caracteristica de transfer? Este importantă valoarea  $V_{DS}$  atunci cînd se dă parametrul  $I_{DSS}$ ?

Determinați transconductanța din panta graficului caracteristicii de transfer, la  $V_{GS} = 0$  V și la  $I_D = 1$  mA. La această ultimă valoare a curentului, un tranzistor bipolar are o transconductanță de  $g_m = 1 \text{ mA}/25 \text{ mV} = 40 \text{ mS}$ . Cum este, față de aceasta, transconductanța tranzistorului JFET?

## Experimentul 2. Caracteristica de ieșire

Polarizați poarta la  $V_{GS} = V_P + 0.2 \text{ V}$ . Ridicați caracteristica de ieșire  $I_D = f(V_{DS})|_{V_{GS}=\text{const}}$  modificând tensiunea drenă-sursă între zero și 10 volți. Repetați, apoi, experimentul, pentru  $V_{GS} = V_P + 0.4 \text{ V}$  și  $V_{GS} = V_P + 0.6 \text{ V}$ . Desenați cele trei caracteristici pe un singur grafic, în scară liniară. Marcați pe fiecare din cele trei caracteristici punctul care are coordonata  $V_{DS}$  egală cu valoarea  $V_{GS} - V_P$  corespunzătoare acelei caracteristici. Puteți trage o concluzie asupra frontierei aproximative dintre regiunea de saturație și cea de rezistență controlată ?

## Experimentul 3. Repetorul pe sursă

Veți utiliza acum un repetor pe sursă cu JFET într-o aplicație tipică: urmărirea evoluției în timp a unui potențial, absorbind un curent cât mai mic din acel nod pentru a nu perturba starea circuitului. Vom investiga descărcarea unui condensator de  $1 \mu\text{F}$  (Fig. 7.37 a). La apăsarea butonului B, condensatorul se încarcă rapid prin rezistența de  $1 \text{ k}\Omega$  la tensiunea de  $5 \text{ V}$ . Încetînd apăsarea butonului, condensatorul rămîne izolat de restul circuitului și se va decărca extrem de încet prin rezistența "de pierdere" a dielectricului, pe care am figurat-o cu linie punctată. Am dori să vizualizăm cu osciloscopul acest proces de descărcare. Pentru aceasta, trebuie să conectăm în punctul M sonda osciloscopului iar masa sa la masa circuitului.

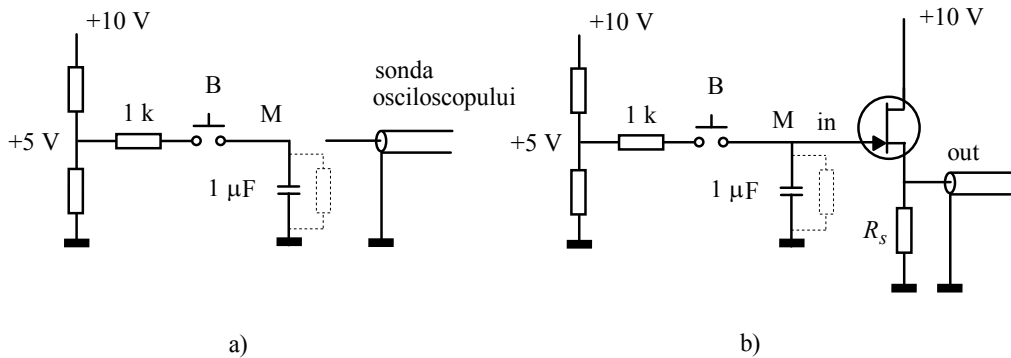


Fig. 7.37. Vizualizarea descărcării unui condensator.

Amplificatorul de intrare al osciloscopului va extrage, însă, curent din condensator. Rezistența echivalentă a intrării amplificatorului este notată pe carcasa osciloscopului :  $1 \text{ M}\Omega$ . Din acest motiv, în momentul inițial, curentul absorbit a fi  $I_{ini} = 5 \text{ V}/1 \text{ M}\Omega = 5 \mu\text{A}$ . Datorită acestui curent, tensiunea pe condensator va începe să scadă cu o viteză inițială

$$\Delta V / \Delta t = I_{ini} / C = 5 \mu\text{A} / 1 \mu\text{F} = 5 \text{ V/s},$$

viteză care va deveni din ce în ce mai mică, pe măsură ce condensatorul se descarcă.

Alimentați planșeta, cuplați sonda osciloscopului la condensator și încercați să estimați viteza inițială de variație a tensiunii, apăsînd și relaxînd butonul de încărcare. Măsurați apoi timpul necesar descărcării (considerați că s-a descărcat cînd tensiunea coboară sub o zecime din valoarea inițială).

Pentru a ști dacă sonda perturbă semnificativ descărcarea condensatorului, reluați experimentul, dar cu o procedură modificată. Desfaceți sonda de la condensator, încărcați-l și apoi lăsați-l să se descarce "singur" (fără sondă) un timp de cîteva zeci de secunde. Apoi conectați sonda și notați-vă valoarea inițială a tensiunii.

Aminitiți-va că în experimentul precedent, în acest interval de timp, condensatorul s-ar fi descărcat aproape complet prin rezistența de intrare a osciloscopului.

A venit momentul să utilizăm repetorul cu JFET. Conectați sonda la ieșirea sa (sursa tranzistorului) iar intrarea (poarta) conectați-o la condensator, ca în desenul b) al figurii. Apăsăți butonul de încărcare, care face ca tensiunea pe condensator să devină 5 V. Fără să încetați apăsarea butonului, măsurați tensiunea pe care o arată osciloscopul la ieșirea repetorului. Notați-vă valoarea sa. De ce este mai mare decât tensiunea decât 5 V? Ridicați degetul de pe buton și urmăriți descărcarea condensatorului. Repetați experimentul și încercați să estimați viteza de variație a tensiunii. De aici, utilizând formula precedentă, **estimați curentul de descărcare al condensatorului**. Ce puteți spune despre mărimea curentului de poartă?

#### Experimentul 4. Atenuatorul controlat și modulația de amplitudine

Aveți pe planșetă un atenuator controlat, cu schema din Fig. 7.38. Alimentați planșeta și apoi determinați cu osciloscopul frecvența și amplitudinea (vîrf la vîrf) a semnalului produs de generatorul de semnal, care este aplicat la intrarea atenuatorului. Legați poarta tranzistorului la potențiomtru, mutați sonda osciloscopului la ieșire și urmăriți modificarea amplitudinii, atunci când variați tensiunea de control a atenuatorului, cu ajutorul potențiometrului.

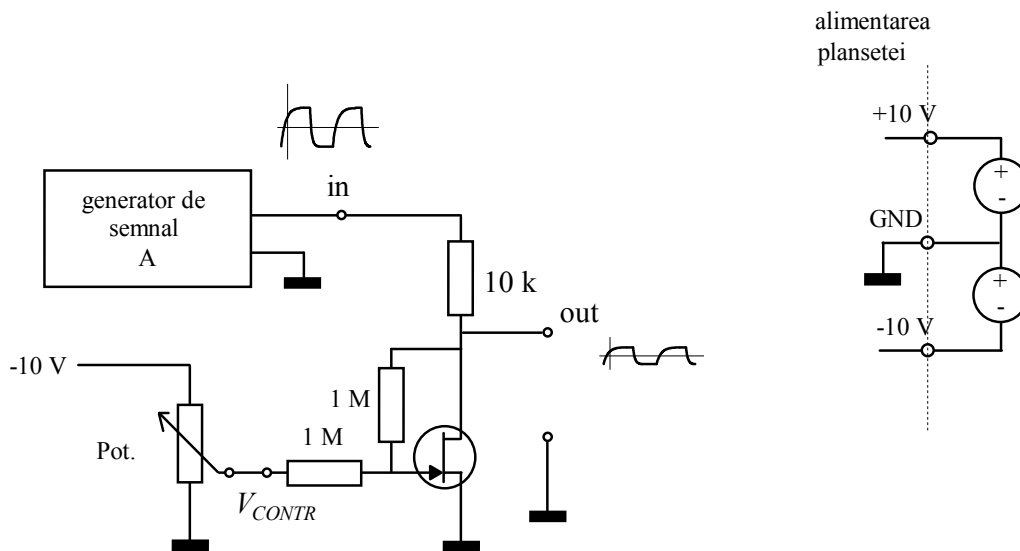


Fig. 7.38.

Determinați între ce limite se modifică atenuarea (raportul între amplitudinile de la intrare și ieșire) și calculați, de aici, rezistența minimă a tranzistorului.

Modificarea atenuării o puteți face și prin montarea unei rezistențe reglabile în locul tranzistorului. Atenuatorul cu tranzistor vă permite, în plus, **controlul electronic** al atenuării (prin variația unei tensiuni). Pe aceeași planșetă mai aveți un generator de semnal, cu frecvență mult mai coborâtă și formă de undă aproape triunghiulară. Desfaceți poarta tranzistorului de la potențiomtru și legați-o la ieșirea acestui generator de semnal, ca în Fig. 7.39. De data aceasta, generatorul de semnal B va face ce ați fi făcut dumneavoastră dacă ați fi modificat mereu înainte și înapoi poziția potențiometrului: amplitudinea semnalului de la ieșire se va modifica periodic în timp.



Vizualizați cu osciloscopul semnalul dat de generatorul B și desenați-l pe caiet. Mutați, apoi, sonda osciloscopului la ieșirea atenuatorului și observați ce se întâmplă. Formulați o concluzie.

Se spune că semnalul de la intrare a fost **modulat în amplitudine** de către semnalul produs de generatorul B, de frecvență mult mai mică. Modulația în amplitudine (prescurtat **MA** în română și **AM** în engleză) stă la baza transmiterii radiofonice în benzile de unde lungi, medii și scurte. Acolo, un semnal sinusoidal, de frecvență ajungând pînă la cîțiva MHz, numit **purtaoare (carrier** în engleză) este modulat în amplitudine de către semnalul sonor care variază mult mai lent, avînd componente doar pînă la 20 kHz. Motivul este acela că oscilațiile electromagnetice de frecvențe mari pot fi mult mai ușor transmise și recepționate decît cele de frecvențe mici.

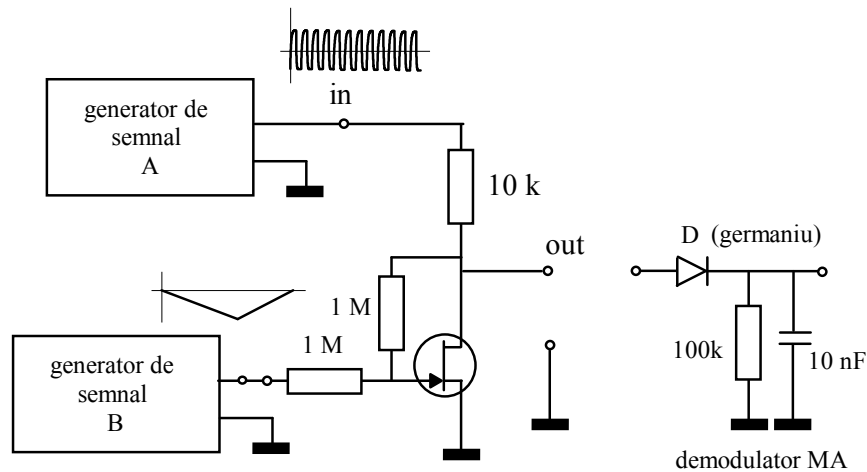
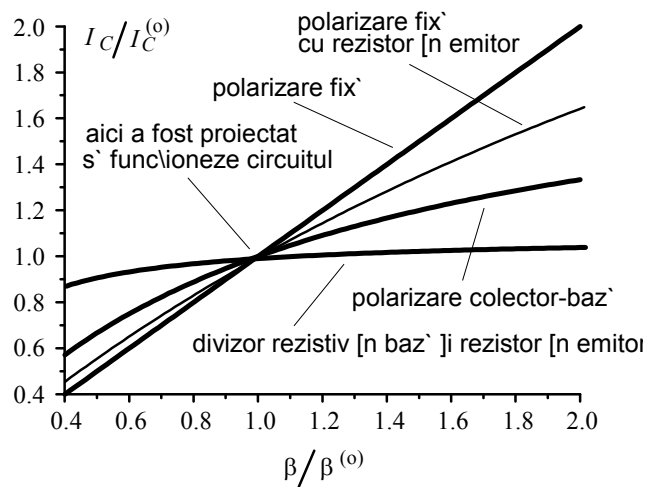
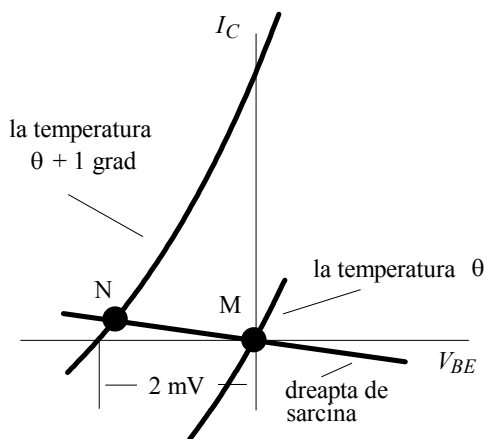


Fig.7.39.

La recepție, trebuie efectuată operația inversă, **demodulația de amplitudine**. Un circuit simplu care realizează această funcție este cel prezentat în figură. Conectați-l la ieșirea atenuatorului și verificați că el reface aproximativ semnalul produs de generatorul B.



## Efectul temperaturii asupra caracteristicilor dispozitivelor semiconductoare



- A. Termistori 258
- B. Diode semiconductoare 259
- C. Tranzistoare bipolare 262
- D. Tranzistoare cu efect de câmp 275
- Probleme rezolvate 279, probleme propuse 283
- Lucrare experimentală 284

Mecanismul conducerii în semiconductoare este diferit de acela al conducerii în metale. Din acest motiv, în timp ce la metale modificarea temperaturii are un efect foarte slab asupra conductivității (variații de câteva miimi pe grad), caracteristicile dispozitivelor **semiconductoare** sunt influențate mult mai puternic de temperatură. În general, acesta este un inconvenient important în utilizarea lor în circuitele electronice, mai ales în cazul tranzistoarelor și al amplificatoarelor integrate. În anumite situații însă, cum este cazul termistorilor și, mai rar, al diodelor, efectul temperaturii este utilizat pentru obținerea unor senzori de temperatură.

## A. Termistori

Termistorii sunt elemente de circuit cu două borne (dipoli), utilizați pentru că rezistența lor depinde puternic de temperatură. Cei mai comuni sunt aceia la care rezistența scade cu temperatura, având coeficientul de temperatură  $\frac{\Delta R}{R\Delta T}$  negativ, numiți în limba engleză **NTC** (Negative Temperature Coefficient) **thermistors**. În anumite aplicații se întâlnesc, însă, și termistori cu coeficient de temperatură pozitiv (**PTC thermistors**).

Ne vom referi în continuare numai la termistorii NTC; ei sunt construiți din materiale semiconductoare intrinseci (oxid de mangan, oxid de cupru, oxid de zinc, etc.). **Dacă temperatura în tot volumul termistorului ar fi menținută constantă, termistorul ar avea o comportare de rezistor; rezistența sa variaza, însă, puternic cu temperatura.** Această dependență este destul de bine descrisă de relația

$$R = R_0 e^{B\left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_0}\right)} \quad (8.1)$$

unde  $T$  este temperatura în K,  $R_0$  este rezistența termistorului la temperatura  $T_0$  iar  $B$  este o constantă ce depinde de material și tehnologia de fabricație, având valori în jur de 4000 K. În Fig. 8.1 este reprezentată grafic dependența de temperatură a unui astfel de termistor; pentru comoditatea interpretării axa temperaturilor a fost marcată în grade Celsius.

Coeficientul de temperatură, definit ca  $\frac{\Delta R}{R\Delta T}$ , este aproximativ constant, astfel că

rezistența unui termistor NTC scade cu aproximativ 4 % pe grad, înjumătățindu-se la o încălzire de 15-20°C.

Temperatura termistorului se poate modifica datorită variației temperaturii ambiante (a corpului cu care este în contact termic), termistorul fiind utilizat în această situație ca **senzor de temperatură**. Datorită **sensibilității sale termice ridicate**, el este preferat atunci când trebuie sesizate variații foarte mici de

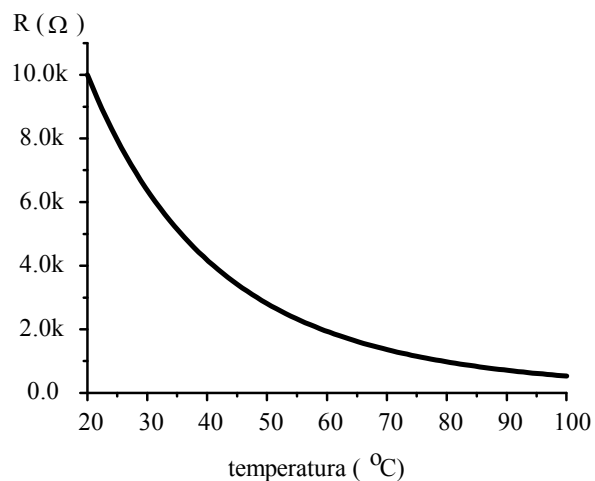


Fig. 8.1. Dependența de temperatură a rezistenței unui termistor NTC.

temperatură (de exemplu, sisteme de termostatare care mențin temperatura constantă în limita a  $10^{-5}$  grade sau măsurarea încălzirii produse la absorbția unei radiații electromagnetice). Din același motiv, utilizarea unui senzor de temperatură cu termistor este o soluție bună atunci când electronica de prelucrare trebuie să fie simplă. Pe de altă parte, termistorul este utilizat în anumite circuite unde variația cu temperatura a rezistenței sale compensează efectele nedorite ale variației cu temperatura a caracteristicilor altor componente (în special tranzistoare). Dezavantajele sale ca senzor de temperatură sunt legate de puternica neliniaritate a variației temperaturii (Fig. 8.1) și abaterile de la expresia simplă (8.1).

Dacă termistorul este parcurs de un curent electric, o altă cauză a variației temperaturii sale o constituie **autoîncălzirea** datorită puterii disipate prin efect Joule. Când termistorul este utilizat ca senzor de temperatură, acest efect trebuie să fie făcut negliabil prin măsurarea rezistenței sale cu un curent "de interogare" cât mai mic.

Există însă și aplicații care folosesc scăderea rezistenței prin autoîncălzire. Dacă temperatura ambiantă este menținută constantă iar curentul care îl străbate este suficient de mare ca să-i modifice semnificativ temperatura "internă", caracteristica statică  $I = f(U)$  se modifică, apărând o regiune cu rezistență dinamică negativă.

## B. Diode semiconductoare

Caracteristica statică a unei diode semiconductoare este descrisă de relația

$$I = I_s(e^{\frac{V}{mV_T}} - 1) \quad (8.2)$$

unde  $I_s$  este curentul invers de saturație,  $V_T = k_B T / e$  este potențialul termic ( $k_B$  constanta Boltzman,  $T$  temperatura absolută,  $e$  sarcina electronului). La temperatura camerei, potențialul termic, proporțional cu temperatura în kelvin, este de aproximativ 25 mV. Coeficientul de emisie  $m$  are valoarea 1 pentru diodele cu germaniu și aproape 2 pentru cele cu siliciu. În regiunea  $V \gg V_T$ , unde dioda este deschisă,  $I \gg I_s$  și relația anterioară devine

$$I \cong I_s e^{\frac{V}{mV_T}}. \quad (8.2')$$

Logaritmand în baza zece obținem

$$\log \frac{I}{I_s} = 0.43 \cdot \frac{V}{mV_T} \quad (8.3)$$

adică o relație liniară; valoarea curentului crește de zece ori la fiecare variație a tensiunii egală cu  $2.30 \cdot mV_T$ .

În Fig. 8.1 sunt reprezentate caracteristicile statice (cu intensitatea în scară logaritmică) pentru o diodă cu germaniu și una cu siliciu; așa cum prezice relația (8.3), graficele sunt (aproximativ) linii drepte. Se observă pantele diferite datorate valorilor lui  $m$  și curentul de saturație mult mai mare la dioda cu germaniu.

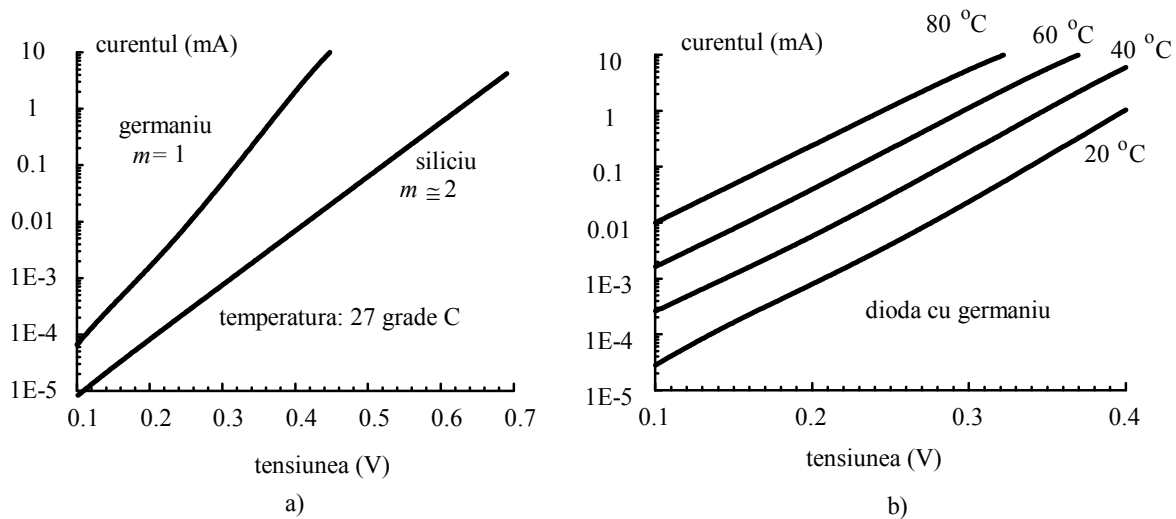


Fig. 8.2. Caracteristici statice pentru o diodă cu germaniu și una cu siliciu (a) și dependența de temperatură a caracteristicii pentru o diodă cu germaniu (b).

La prima vedere s-ar părea că dependența de **temperatură** a caracteristicii statice este una simplă: creșterea potențialului termic  $V_T$  proporțional cu temperatura ar micșora panta caracteristicilor din Fig. 8.2 a), rotind dreptele în sensul orar. Lucrurile sunt mai complicate, deoarece curentul de saturație  $I_s$  nu este constant ci crește cu temperatura. Astfel, în afara rotației, dreptele suferă și o translație în sus.

Pentru germaniu, dependența curentului de saturație are expresia

$$I_s \cong KT^2 e^{-\frac{0.78 \text{ V}}{V_T}} \cong KT^2 e^{-\frac{9000}{T}}; \quad (8.4)$$

rezultă, de aici, un coeficient de variație de 11% pe grad. La dioda reală apar, însă, și alte componente ale curentului  $I_s$ , care au o variație mai lentă cu temperatura. Din acest motiv,

dependența măsurată a curentului invers de saturație la diodele cu germaniu pune în evidență o variație a acestuia de aproximativ 7 % pe grad, adică o dublare a sa la fiecare variație de 10 grade.

Combinând efectul asupra lui  $I_s$  cu efectul factorului  $e^{V/V_T}$ , variația caracteristicii cu temperatura, pentru o diodă cu germaniu în conducție directă, poate fi urmărită pe Fig. 8.2 b). Efectul variației lui  $I_s$  este dominant: dacă menținem tensiunea constantă curentul crește practic exponențial cu temperatura, dublându-se la fiecare creștere cu 10 grade. Putem privi lucrurile, însă, și altfel:

menținând curentul constant, obținem o **scădere a tensiunii pe diodă de aproximativ 2 mV pe grad.**

Din grafic rezultă că dependența tensiunii cu temperatura este suficient de liniară pentru ca dioda să fie utilizată ca **termometru** de performanțe modeste.

Pentru diodele cu siliciu, recombinarea golurilor cu electronii are loc predominant în zona de trecere; din acest motiv, curentul de saturație depinde de temperatură conform relației

$$I_s = KT^{1.5} e^{-\frac{1.21 \text{ V}}{2V_T}} = KT^{1.5} e^{-\frac{6900}{T}} \quad (8.5)$$

care determină o creștere de aproximativ 8% pe grad.

În conducție directă atât dependența lui  $I_s$  cât și factorul  $e^{V/(2V_T)}$  afectează caracteristica statică, așa cum se observă în Fig. 8.3. La creșterea temperaturii, mărirea lui  $I_s$  produce o translație în sus a caracteristicii, pe când factorul  $e^{V/(2V_T)}$  determină o rotire a ei în sens orar, micșorându-i panta. La temperaturi apropiate de temperatura camerei, menținând constantă tensiunea pe diodă obținem o variație a curentului de aproximativ 7 % pe grad, aproape egală cu cea de la diodele cu germaniu. **Dacă se menține constant curentul, tensiunea pe diodă scade aproximativ liniar cu creșterea temperaturii;** pentru curenți de ordinul miliamperilor

la curent constant, scăderea tensiunii pe diodele cu siliciu este de aproximativ 2 mV pe grad, ca și la cele cu germaniu.

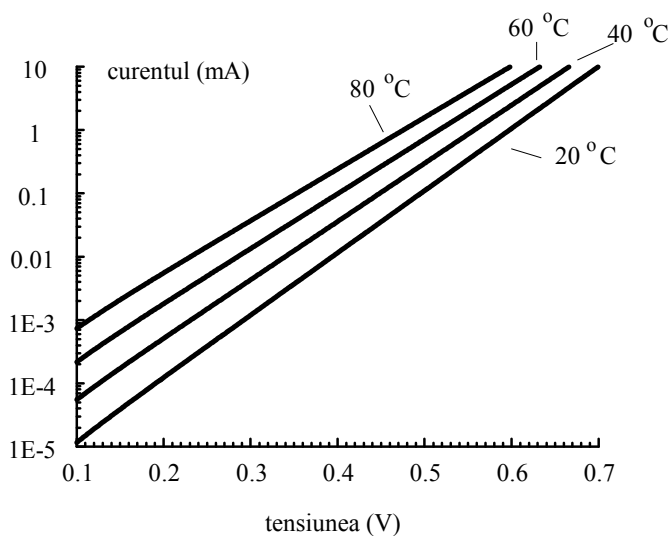


Fig. 8.3. Influența temperaturii asupra caracteristicii unei diode cu siliciu.

În concluzie

**indiferent de tipul lor, în conducție directă, la tensiune constantă, curentul diodelor crește practic exponențial cu temperatura, cu aproximativ 7 % pe grad, dublându-se la fiecare încălzire cu 10 grade. Dacă se menține curentul constant, tensiunea pe diodă scade liniar cu temperatura cu aproximativ 2 mV pe grad.**

### C. Tranzistoare bipolare

Tranzistorul îndeplinește funcția unui robinet controlat. Mărimea pe care o controlează este **intensitatea curentului de colector** iar controlul se efectuează prin polarizarea directă a joncțiunii emitor bază.

Să vedem, în câteva aplicații tipice, **de ce curentul de colector trebuie să fie stabil în raport cu temperatura ambiantă**. Circuitul din Fig. 8.4 a) trebuie să amplifice de 300 de ori variații de tensiune cu frecvența peste 20 Hz și amplitudini de ordinul milivoltului. Dacă a fost proiectat corect, în absența semnalului de intrare potențialul colectorului se găsește undeva pe la jumătatea tensiunii de alimentare, să zicem la 8 V; aplicînd semnalul de intrare, potențialul colectorului va evolua în jurul nivelului de 8 V cu amplitudini de ordinul a 0.3 V. Condensatorul de ieșire blochează componenta continuă și pe sarcină ajung numai variațiile, de data aceasta ele efectuîndu-se în jurul nivelului de 0 V. Creșterea prin încălzire a curentului de colector coboară nivelul mediu al potențialului de colector, dar semnalul de pe sarcină va continua să fie o versiune amplificată a semnalului de intrare; sarcina nu va sesiza că se întîmplă ceva cu tranzistorul. Dacă însă creșterea curentului de colector este prea mare, potențialul colectorului coboară aproape de nivelul masei și tranzistorul intră în saturație încetînd să amplifice. Cum nivelul inițial era la jumătatea tensiunii de alimentare

o dublare a curentului de colector aduce cu siguranță tranzistorul în saturație, scoțînd din uz amplificatorul.

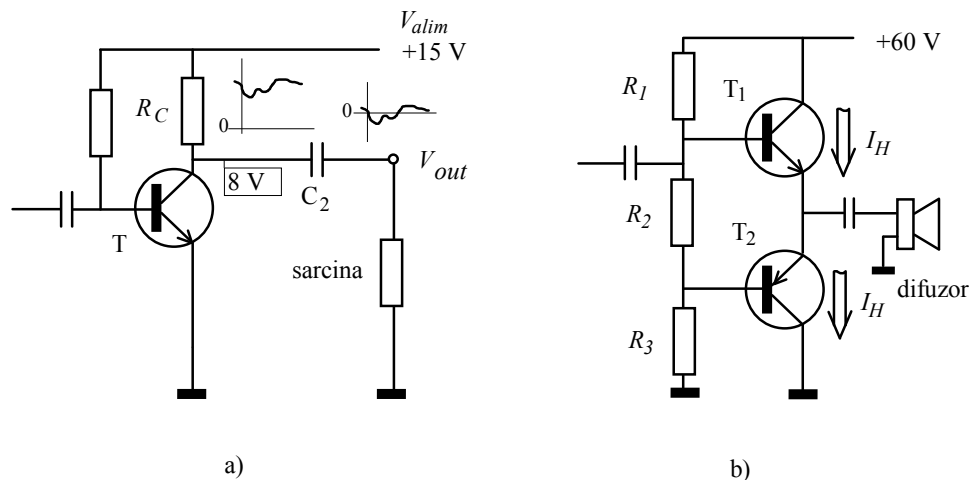


Fig. 8.4. Amplificator cu emitorul comun (a) și amplificator de putere în contratimp (b).

Nu trebuie să ajungem pînă acolo pentru ca efectele să ne deranjeze. Vom vedea că la acest circuit amplificarea variațiilor de tensiune este proporțională cu valoarea medie a curentului de colector. Astfel, încălzirea tranzistorului va produce mărirea amplitudinii variațiilor care ajung pe sarcină, lucru cu totul neplăcut, mai ales dacă utilizăm amplificatorul într-un lanț de măsură. Chiar în cazul unui amplificator audio, o variație de câteva procente a curentului de colector este tot ce putem accepta.

Situația se schimbă dramatic dacă ceea ce dorim să amplificăm pentru a măsura este un nivel de tensiune continuă. În acest caz nu mai putem separa, cu un condensator, semnalul util de regimul de polarizare pentru că ambele au aceeași frecvență : 0 Hz. Vom vedea că o modificare cu 10 % a curentului de colector este echivalentă cu o variație a semnalului de 2 mV. Cînd trebuie să sesizăm semnale într-adevăr mici (un

termocuplu oferă în jur de  $50 \mu\text{V}$  pe grad), curentul de colector ar trebui să varieze cu temperatura cu mult mai puțin de 0.1 la sută.

Dacă încălzirea producea doar inutilitatea amplificatoarelor discutate pînă acum, pentru tranzistoarele din amplificatorul de putere desenat în Fig. 8. 4 b) stabilitatea termică este o chestiune de viață și de moarte. Fără semnal, circuitul de polarizare asigură trecerea unui curent de valoare mică (cîțiva mA) prin cele două tranzistoare către masă. Principiul de funcționare al amplificatorului se bazează pe deschiderea **pe rînd** a tranzistoarelor de către semnalul alternativ aplicat la intrare, curentul, cu amplitudinea de ordinul amperilor, trecînd prin condensatorul de ieșire spre difuzor. Astfel, pe tranzistoare se disipă o putere apreciabilă, de ordinul zecilor de W, care produce încălzirea lor. Creșterea temperaturii deschide simultan ambele tranzistoare și un curent important  $I_H$  începe să circule de la alimentarea pozitivă, prin cele două tranzistoare, spre masă. Puterea disipată crește suplimentar cu  $I_H V_{\text{alim}}$  și tranzistoarele se încălzesc și mai mult: avem o **reacție pozitivă** de natură termică. Așa cum am văzut, dacă gradul reacției pozitive depășește un anumit prag sistemul devine instabil; în cazul nostru temperatura crește foarte rapid și procesul se sfîrșește prin distrugerea tranzistoarelor, **deoarece curentul  $I_H$  nu este limitat de nici o rezistență**. Aceasta este **ambalarea termică** (thermal run-away în engleză) . Pentru a o preîntîmpina, în vremurile cînd se mai utilizau tranzistoare cu germaniu, în locul rezistenței  $R_2$  se conectau în serie doi termistori NTC în foarte bun contact termic cu capsulele tranzistoarelor. La încălzirea excesivă a acestora, rezistența termistorilor scădea puternic, micșorînd tensiunile bază-emitor ale tranzistoarelor și încercînd să le blocheze. De multe ori, însă, creșterea temperaturii interne a tranzistoarelor, datorată reacției pozitive, era atît de rapidă încît pînă la încălzirea termistorilor tranzistoarele erau deja distruse.

Observație: În Fig. 8.4 am notat tensiunea de alimentare, ca și în capitolele anterioare, cu  $V_{\text{alim}}$ . Acest manual fiind unul introductiv, am preferat să facem acest lucru pentru a reduce la minimum riscul unor confuzii. În schemele profesionale, tensiunea de alimentare **pozitivă** a circuitelor ce conțin tranzistoare bipolare este notată cu  $+V_{CC}$ . Sunt două aspecte implicate în această convenție. În primul rînd,

dublarea indicelui unei tensiuni este rezervată exclusiv tensiunilor de alimentare.; atît pentru litera  $V$  cît și pentru indici se folosesc majuscule deoarece este vorba de o tensiune continuă.

În al doilea rînd, în cazul circuitelor cu tranzistoare bipolare tensiunea pozitivă are indicele "CC" pentru că cele mai utilizate tranzistoare sunt cele de tip **nnp**, la care **colectorul** este legat spre alimentarea pozitivă. Tensiunea pozitivă se notează cu  $+V_{CC}$  chiar și în cazul în care circuitul nu conține decît tranzistoare de tip **pnp**, care au emitoarele legate spre alimentarea pozitivă. Pentru simetria notației, dacă circuitul are și o alimentare **negativă** față de masă, tensiunea ei este notată cu  $-V_{EE}$ .

La modificarea temperaturii sau schimbarea tranzistorului cu alt exemplar, curentul de colector se schimbă. Circuitul de polarizare încearcă să "impună" tranzistorului valoarea unei anumite mărimi de control, care să rămînă constantă. După configurația circuitului de polarizare, această mărime menținută constantă poate fi curentul de emitor, curentul de bază sau tensiunea pe joncțiunea emitor-bază. În oricare din aceste situații suntem interesați ca modificarea temperaturii să aibă un efect cît mai mic asupra mărimii controlate, care este curentul de colector. Vom analiza, pe rînd, aceste variante, identificînd modul în care temperatura afectează curentul de colector.



**i) Curentul de emitor este menținut constant**

În funcționare normală, joncțiunea emitor-bază este polarizată direct iar joncțiunea colector-bază este polarizată invers, așa cum se vede pe desenul din Fig. 4 a). Curentul de colector are două componente

$$I_C = \alpha I_E + I_{CB0} \tag{8.6}$$

Prima componentă, egală cu  $\alpha I_E$ , este determinată de curentul de emitor, unde factorul  $\alpha$  este subunitar dar foarte apropiat de unitate (efectul de tranzistor). Peste aceasta se suprapune curentul invers al joncțiunii colector bază, invers polarizată, care se poate măsura cu circuitul din desenul b), lăsînd emitorul în gol; cum tensiunea inversă este în valoare absolută mult mai mare decît  $V_T \cong 25 \text{ mV}$ , acesta este practic **curentul invers de saturație** al joncțiunii.

Să presupunem că circuitul de polarizare menține **curentul de emitor constant**. În aceste condiții, efectul temperaturii asupra curentului de colector se poate manifesta numai prin intermediul factorului  $\alpha$  sau al curentului  $I_{CB0}$ . Factorul  $\alpha$  are valori foarte apropiate de unitate iar variațiile sale relative cu temperatura sunt doar de cîteva procente la o variație între 20°C și 100°C.

Spre deosebire de acesta, curentul  $I_{CB0}$  are o dependență de temperatură extrem de puternică. El este curentul invers de saturație al unei joncțiuni și ne așteptăm la o comportare asemănătoare celei întîlnite la studiul diodelor pentru mărimea  $I_S$ , exprimată de relațiile (8.4) și (8.5): o creștere aproape exponențială. Graficele din Fig. 8.5, trasate pentru două tranzistoare de putere mică, confirmă acest lucru; în plus, se observă că, chiar la temperaturi apropiate de 100°C, curentul  $I_{CB0}$ , este neglijabil pentru tranzistoarele cu siliciu, deoarece ajunge doar la 1 nA în timp ce curenții de colector de repaus sunt cel puțin de ordinul a 100  $\mu\text{A}$ . La tranzistorul cu germaniu, curentul  $I_{CB0}$  ajunge pe la 10  $\mu\text{A}$ ; el nu mai poate fi ușor neglijat dar efectele sale sunt totuși acceptabile.

În Fig. 8.6 aceleași tranzistoare au fost operate la **curent de emitor constant** și s-a ridicat caracteristica de ieșire la 25°C și la 100°C. Deși efectul curentului  $I_{CB0}$  este complet neglijabil la tranzistorul cu siliciu, curentul său de colector suferă totuși o creștere vizibilă datorită încălzirii. Aceasta se datorează variației cu temperatura a **factorului  $\alpha$** .

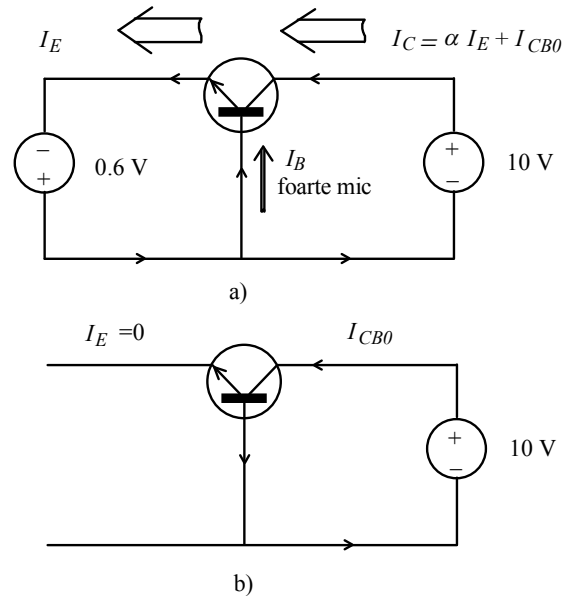


Fig. 8.4. Configurația cu bază comună utilizată la polarizare (a) și semnificația curentului rezidual

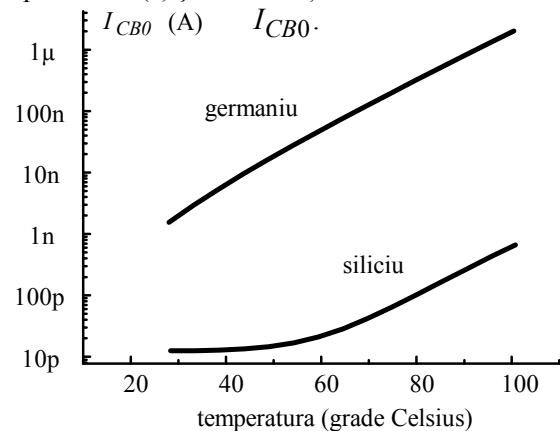


Fig. 8.5. Dependența de temperatura a curentului  $I_{CB0}$ .

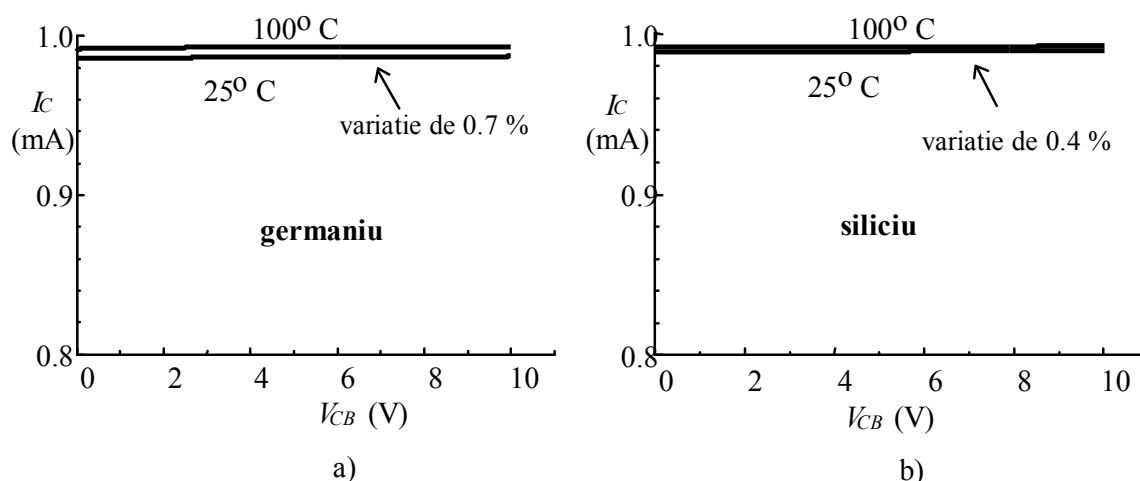


Fig. 8.6. Efectul temperaturii asupra caracteristicii de ieșire la  $I_E = \text{const.}$

Un circuit de polarizare care să mențină constant curentul de emitor necesită două surse de alimentare (una pozitivă și una negativă, ca în Fig. 8.4 a) și intercalarea în circuitul emitorului a unei surse de curent. Din acest motiv, el este complet nepractic și dependențele din Fig. 8.6 constituie un caz foarte convenabil dar nerealist. Vom vedea, mai târziu, cum ne putem apropia de această situație, cu un circuit de polarizare adecvat.

**ii) Curentul de bază este menținut constant**

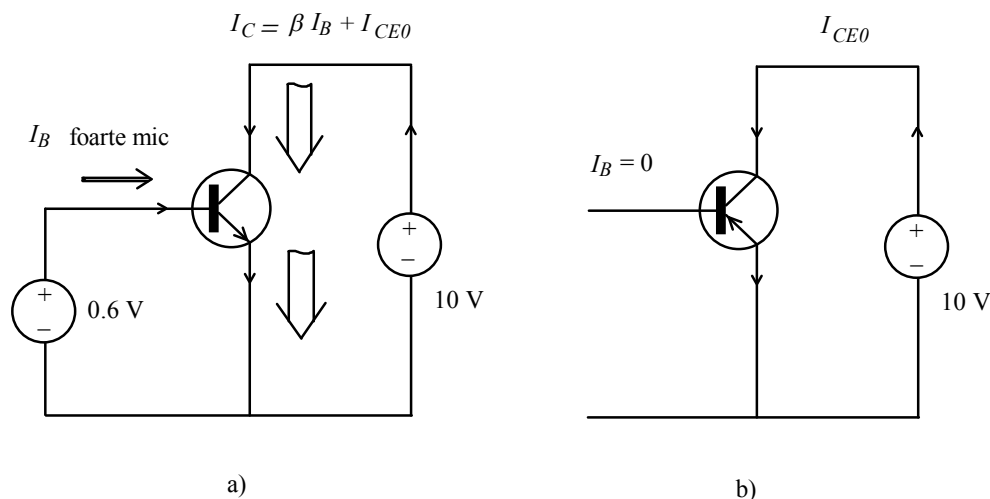


Fig. 8.7. Configurația cu emitor comun utilizată la polarizare (a) și semnificația curentului rezidual  $I_{CE0}$ .

Polarizarea tranzistoarelor bipolare se realizează după principiul din Fig. 8.7 a), pentru că ambele surse de tensiune au aceeași polaritate, permițind utilizarea, de fapt, a unei singur alimentator. În plus, pentru prelucrarea variațiilor conexiunea cea mai frecvent folosită este cea cu emitorul comun. Curentul de intrare este curentul de bază, mult mai mic decât cel de emitor; utilizând relația

$$I_E = I_B + I_C \tag{8.7}$$

și relația (8.6), obținem

$$I_C = \frac{\alpha}{1-\alpha} I_B + \frac{1}{1-\alpha} I_{CB0} \quad (8.8)$$

unde  $\beta = \frac{\alpha}{1-\alpha}$  este numit **factor de amplificare în curent în conexiunea emitor comun**, iar  $\frac{1}{1-\alpha} I_{CB0} = I_{CE0}$  este un alt curent rezidual, între colector și emitor, definit cu **baza în gol** ( $I_B = 0$ ), așa cum se poate vedea în Fig. 8.7 b).

Astfel, pentru conexiunea cu emitorul comun avem relația

$$I_C = \beta I_B + I_{CE0} \quad (8.9).$$

Trebuie menționat că, deoarece  $\alpha \cong 1$ , factorul  $\beta$  are valori mari. De asemenea, din această cauză,  $I_{CE0}$  este mult mai mare decât  $I_{CB0}$

$$I_{CE0} \cong \beta I_{CB0}. \quad (8.10)$$

Relația (8.9) ne spune că, dacă menținem constant curentul de bază, influența temperaturii se va manifesta asupra curentului de colector prin intermediul factorului  $\beta$  și prin intermediul curentului  $I_{CE0}$ .

Deoarece factorul  $\alpha$  nu este constant cu temperatura, avem, de asemenea, o variație cu temperatura a factorului  $\beta$ . Dar

$$\frac{d\beta}{\beta} = \frac{1}{1-\alpha} \frac{d\alpha}{\alpha} \cong \beta \frac{d\alpha}{\alpha}. \quad (8.11)$$

Variația relativă a lui  $\beta$  este de  $\beta$  ori mai mare decât variația relativă a factorului  $\alpha$

În interpretarea ultimelor două relații trebuie ținut seama că factorul  $\beta$  scade puternic (chiar cu un ordin de mărime) atunci când curentul de colector se micșorează; din acest motiv, valoarea lui  $\beta$  din aceste relații nu este aceea de la curenții nominali de operare, de ordinul 100-500. Astfel, la o încălzire cu 100 de grade, factorul  $\beta$  nu crește cu mai mult de 10-20 %. Din acest motiv, variația cu temperatura a curentului rezidual de colector cu baza în gol,  $I_{CE0} = \beta I_{CB0}$ , păstrează caracterul exponențial al dependenței lui  $I_{CB0}$ , așa cum se poate constata în Fig. 8.8, pentru două tranzistoare, cu germaniu și, respectiv, siliciu.

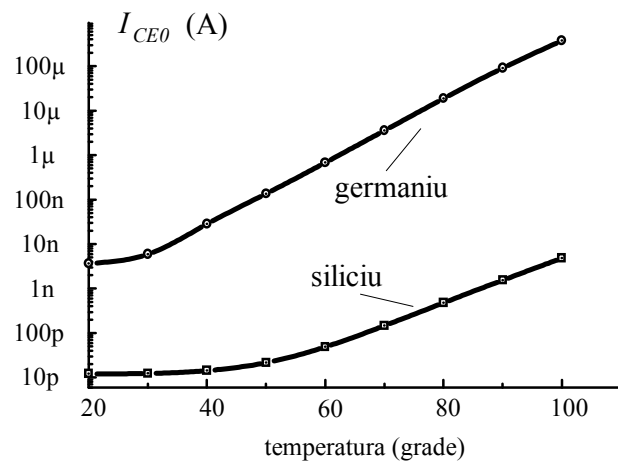


Fig. 8.8. Dependența de temperatură a curentului rezidual  $I_{CE0}$ .

Dacă ne-am hotărât să menținem constant

curentul de bază, să urmărim ce se întâmplă cu caracteristica de transfer  $I_C = f(I_B)$  la încălzirea tranzistorului de la  $25^\circ\text{C}$  la  $100^\circ\text{C}$  (Fig. 8.9). În primul rând, mărirea temperaturii produce o creștere a pantei dependenței,  $\Delta I_C / \Delta I_B$ , adică a factorului de amplificare  $\beta$  dinamic; acest efect este aproximativ de aceeași mărime la ambele tranzistoare, cu germaniu și, respectiv, siliciu. Pentru tranzistorul cu germaniu însă, se observă un fenomen suplimentar: odată cu încălzirea, caracteristica de transfer este trasată în sus, spre curenți de colector mai mari. Acesta este efectul creșterii curentului  $I_{CE0}$ , care la germaniu ajunge de același ordin de mărime cu cel de colector.

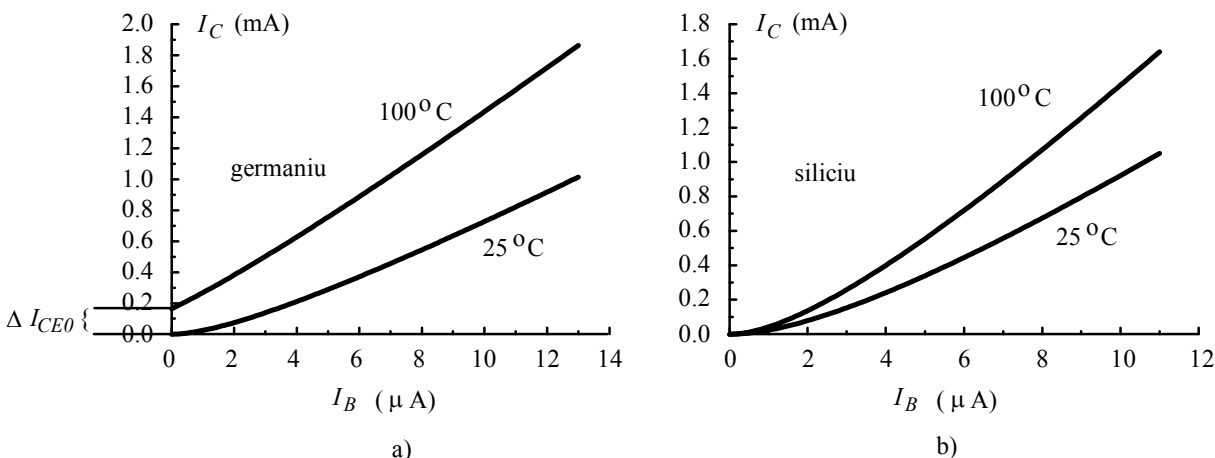


Fig.8.9. Efectul temperaturii asupra caracteristicii de transfer  $I_C = f(I_B)$

Cumularea celor două efecte face ca sensibilitatea tranzistoarelor cu germaniu să fie mai mare decât aceea a tranzistoarelor cu siliciu. Dacă mai aruncăm o privire la figura anterioară, observăm că la temperatură mare, din cauza curentului  $I_{CE0}$ , tranzistorul cu germaniu nici nu mai poate fi dus într-un regim apropiat de cel de blocare prin anularea curentului de bază.

**Din această cauză, tranzistoarele cu germaniu nu mai sunt astăzi utilizate, înființându-se cu ele numai în textele introductive de electronică.**

### iii) Tensiunea bază-emitor este menținută constantă

A treia mărime prin intermediul căreia putem controla tranzistorul bipolar este **tensiunea bază-emitor**. Curenții de colector și emitor, fiind aproximativ egali, au practic aceeași dependență de  $V_{BE}$ . În Fig. 8.10 am reprezentat influența temperaturii asupra caracteristicii de transfer  $I_C = f(V_{BE})$ . În primul rând constatăm că nu există diferențe semnificative între comportarea tranzistorului cu germaniu și a celui cu siliciu (exceptând, bineînțeles, diferența de aproximativ 0.25 V între valorile tensiunii de deschidere). Ecuația care descrie caracteristica de transfer  $I_C = f(V_{BE})$  în regiunea activă este

$$I_C = I_s e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} \quad (8.12)$$

unde potențialul termic  $V_T$  este proporțional cu temperatura măsurată în K. Graficele din Fig. 8.10 pun în evidență două modificări la variația temperaturii. Mai întâi, la creșterea temperaturii panta graficelor scade;

aceasta se datorează variației lui  $V_T$ , deoarece panta în scară semilogaritmică este proporțională cu  $1/V_T$  adică invers proporțională cu temperatura. Putem chiar să calculăm de câte ori s-a micșorat panta: de  $(273 + 100)/(273 + 25) = 1.25$  ori.

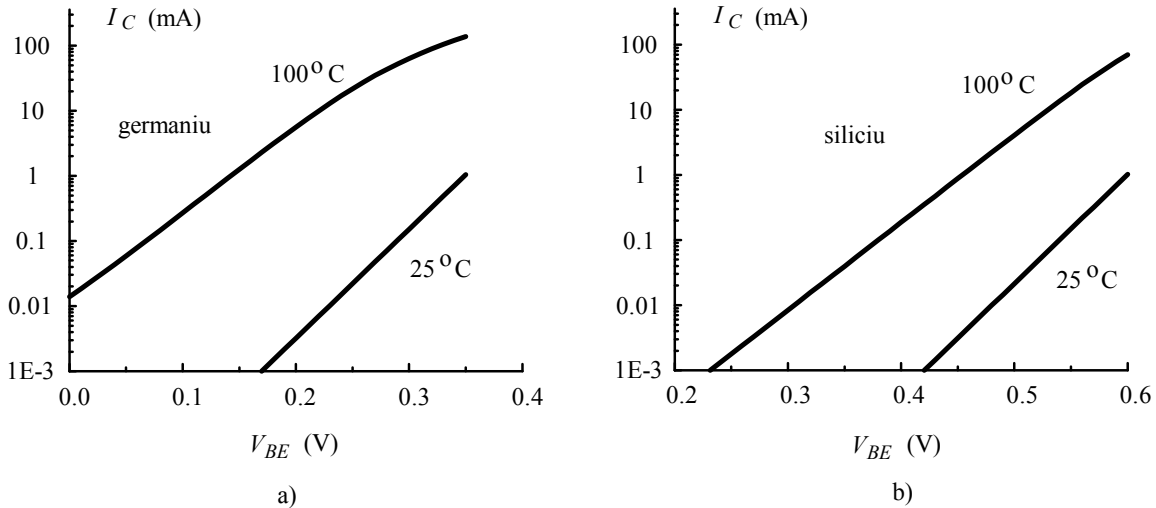


Fig. 8.10. Influența temperaturii asupra caracteristicii de transfer  $I_C = f(V_{BE})$ .

Efectul cel mai puternic îl prezintă, însă, translația în sus a caracteristicii, care se datorește creșterii factorului multiplicativ  $I_S$  din relația precedentă. Acest este proporțional cu  $I_{CB0}$ , depinzând și de alți parametri ai tranzistorului. Indiferent de tipul tranzistorului, încălzirea de la  $25^\circ\text{C}$  la  $100^\circ\text{C}$ , cu menținerea constantă a tensiunii bază-emitor, produce creșterea puternică a curentului de colector. La un curent de colector de 1 mA, această încălzire provoacă o multiplicare de aproape 100 de ori a curentului de colector.

Să privim în detaliu modificarea caracteristicii de transfer  $I_C = f(V_{BE})$  pentru o variație de un grad (Fig. 8.11). Dacă menținem tensiunea bază-emitor constantă (așa cum **nu trebuie să facem**), curentul de colector crește cu 10% pe grad. Dacă, pe de altă parte, dorim ca intensitatea curentului de colector să rămână constantă, trebuie ca tensiunea bază-emitor să scadă cu aproximativ 2 mV pe grad. În toate textele de electronică, acest efect de modificare cu temperatura a caracteristicii  $I_C = f(V_{BE})$  este numit **variația cu temperatura a tensiunii bază-emitor (sau a tensiunii de deschidere) a tranzistorului**, de multe ori fără să se mai specifice că aceasta se întâmplă la **curent constat de colector**. Rațiunea pentru care se întâmplă acest lucru va apărea evidentă puțin mai târziu, când vom analiza un circuit real de polarizare.

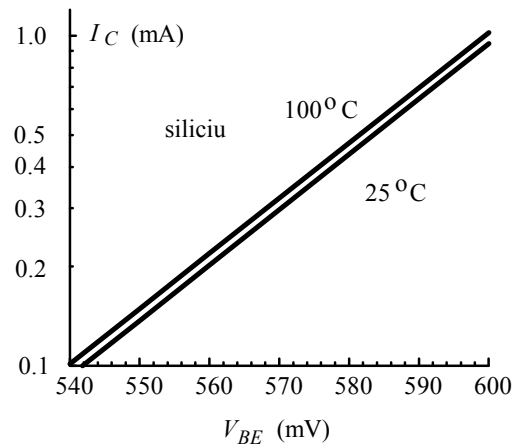


Fig. 8.11. Influența temperaturii asupra caracteristicii de transfer  $I_C = f(V_{BE})$ .

La curent de colector constant, tensiunea bază emitor scade liniar cu temperatura, aproximativ cu 2 mV pe grad.

Așa cum se vede în Fig. 8.11, la tensiune bază-emitor constantă, valoarea curentului crește cu aproximativ 10 % pe grad. Cum această creștere este exponențială,

la  $V_{BE} = \text{const.}$  curentul de colector se dublează la fiecare creștere cu 8 grade.

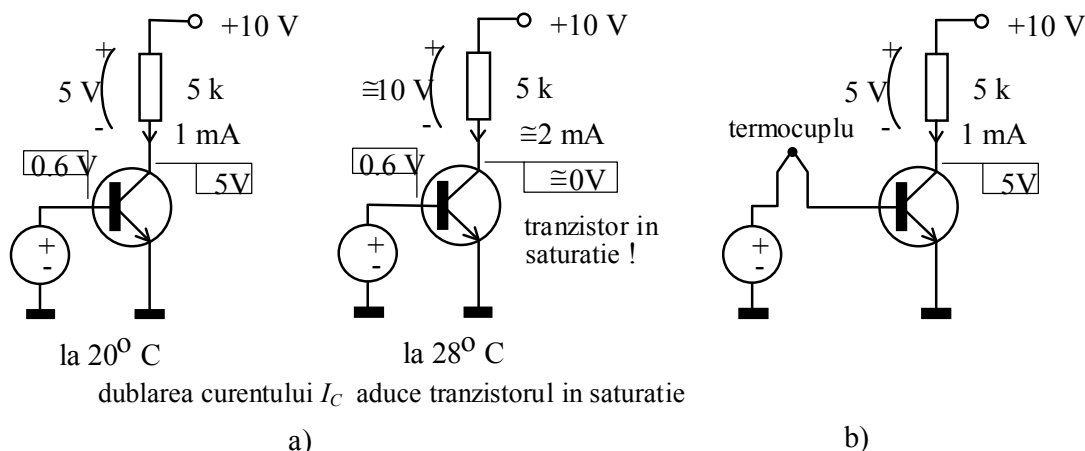


Fig. 8.12. Efectul variației cu temperatura a tensiunii bază-emitor.

Pentru circuitele practice această variație este **inacceptabil de mare**: un amplificator proiectat să funcționeze bine la 20 de grade (Fig. 8.12 a) ar intra în saturatie și ar înceta să mai amplifice la temperatura de 28 de grade ! Concluzia este una singură:

**tensiunea bază-emitor nu trebuie menținută constantă;**

în cazul particular al schemei din Fig. 8.7, baza nu trebuie polarizată cu o sursă ideală de tensiune, așa cum am desenat noi acolo, pentru simplitate.

Din același motiv, un circuit simplu în conexiune emitor-comun nu poate fi utilizat pentru amplificarea tensiunii continue furnizată de un termocuplu (Fig. 8.12 b). Să presupunem că am ajustat cu grijă tensiunea sursei de polarizare din bază astfel încât la o anumită temperatură de referință  $\theta_0$  curentul de colector este de 1 mA și potențialul din colector este de  $10\text{ V} - 1\text{ mA} \cdot 5\text{ k}\Omega = 5\text{ V}$ . La o încălzire a termocuplului cu un grad, tensiunea furnizată de acesta crește cu aproximativ  $50\mu\text{V}$  așa că ne așteptăm la o creștere a curentului de colector de  $g_m \Delta V_{BE} = \frac{1\text{ mA}}{25\text{ mV}} \cdot 50\mu\text{V} = 2\mu\text{A}$  care să coboare cu 10 mV potențialul colectorului. Am putea spune că am amplificat de 200 de ori informația de tensiune oferită de termocuplu. Realitatea este însă cu totul alta. }i temperatura tranzistorului se poate modifica, nu numai a termocuplului, iar variația echivalentă a tensiunii  $V_{BE}$  pentru o încălzire cu un grad este de - 2 mV, de 40 de ori mai mare decât aceea dată de termocuplu. Cu alte cuvinte, **tranzistorul este un termometru de 40 de ori mai sensibil decât termocuplul**. Din acest motiv, dacă vom observa o scădere a potențialului de colector cu 10 mV nu vom avea de unde să știm dacă termocuplul s-a înălțit cu un grad sau tranzistorul s-a încălzit cu  $1/40 = 0.025^{\circ}\text{C}$ . În concluzie,

datorită sensibilității sale termice, etajul cu emitor comun nu poate fi utilizat pentru amplificarea tensiunilor continue.

În legătură cu circuitul din Fig. 8.12 b) mai trebuie să scoatem în evidență o dificultate. Chiar dacă printr-un miracol am aranjat ca tranzistorul să nu-și modifice caracteristica de transfer la variația temperaturii ambiante, mai rămîne problema sursei de tensiune continue cu care polarizăm baza tranzistorului și a cărei tensiune se adună cu informația de tensiune de la termocuplu. Tensiunea sursei trebuie să aibă o valoare

unde va pe la 600 mV și această valoare trebuie să se modifice cu mult mai puțin de 50  $\mu\text{V}$  pe grad, altfel ar masca semnalul de la termocuplu. Tensiunea sursei trebuie să aibă, deci, un coeficient de temperatură mult mai mic decât 50  $\mu\text{V}/600 \text{ mV}$  pe grad, adică aproximativ 80 ppm/grad (ppm este prescurtarea pentru "părți pe milion"). Pentru o diodă Zener obișnuită putem conta, în cel mai bun caz, pe un coeficient de temperatură (prescurtat **tempco** în engleză) de  $\pm 300$  ppm/grad. Va trebui să utilizăm o **referință de tensiune** integrată de performanță, care are coeficientul de temperatură de câțiva ppm/grad, evident cu diferența de preț corespunzătoare.

*Observație: În loc să discute acest aspect esențial, o mulțime de dascăli de electronică de pe la noi risipesc zadarnic praful de cretă ca să calculeze **factorul de stabilitate termică**  $S_I = \partial I_C / \partial I_{CB0}$  și uitând să mai calculeze variația relativă a lui  $I_C$ , care era, de fapt, scopul întregului efort. Deși jocul cu derivate parțiale e foarte frumos, efectul variației curentului  $I_{CB0}$  este neglijabil la tranzistoarele cu siliciu (**singurele folosite astăzi**), așa cum se poate constata din Fig. 8.7 b). Privind la graficele din figurile 8.10 și 8.9 înțelegem ce efecte termice afectează curentul de colector al acestor tranzistoare: modificarea caracteristicii de transfer  $I_C = f(V_{BE})$  (așa numita scădere a tensiunii bază-emitor) și variația factorului  $\beta$ . Alți coeficienți de sensibilitate ar trebui calculați, dar nu trebuie să avem pretenția ca ce predau domniile lor să ne fie utili; doar țin niște cursuri așa de frumoase...*

### În căutarea unui circuit de polarizare

Așa cum știm, pentru a putea fi utilizat în regiunea activă, un tranzistor bipolar trebuie să fie mai întâi **polarizat** prin stabilirea unui regim de curent continuu cu joncțiunea bază-emitor deschisă. Acest lucru se întâmplă deoarece caracteristica sa de transfer  $I_C = f(V_{BE})$  este puternic neliniară, valori utile ale curentului de colector obținându-se abia după ce  $V_{BE}$  depășește tensiunea de deschidere. Să vedem acum în ce mod putem realiza polarizarea unui tranzistor cu siliciu astfel încât punctul său de funcționare să nu se deplaseze inacceptabil de mult la variația temperaturii. În același timp, am dori ca intensitatea curentului de colector să fie cât mai insensibilă la modificarea lui  $\beta$ , deoarece acest parametru este foarte împrăștiat tehnologic.

Ca să știm precis despre ce vorbim, să considerăm o tensiune de alimentare de 10 V și să polarizăm tranzistorul cu colectorul la jumătatea acestei tensiuni, la un curent de colector  $I_C^{(0)}$  de 1 mA. Evident, rezistența din colector va trebui să aibă 5 k $\Omega$ . În Fig. 8.13 avem câteva circuite de polarizare. Pentru cel din desenul a), numit de autorii români "cu olarizare simplă", valoarea curentului de bază se obține din relația

$$V_{alim} - I_B R_B - V_{BE} = 0; \quad (8.13)$$

cum tensiunea bază-emitor este de aproximativ 0.6V, mult mai mică decât tensiunea de alimentare, curentul de bază este aproximativ  $I_B \cong V_{alim}/R_B$ . De aici putem obține valoarea necesară a rezistenței de polarizare  $R_B = \beta^{(0)} V_{alim} / I_C^{(0)} = 2\beta^{(0)} R_C$ , unde am notat cu  $\beta^{(0)}$  valoarea lui  $\beta$  la temperatura pentru care proiectăm circuitul.

Curentul de bază fiind  $I_B \cong V_{alim}/R_B$ , **tranzistorul este operat, astfel, la curent de bază practic constant**. Așa cum am văzut pe graficul din Fig. 8.9 b), curentul de colector este afectat de temperatură prin intermediul factorului  $\beta$

$$I_C \cong \frac{\beta V_{alim}}{R_B} = \frac{\beta}{\beta^{(0)}} \frac{V_{alim}}{2R_C} = I_C^{(0)} \frac{\beta}{\beta^{(0)}} \quad (8.14)$$

valoarea curentului de colector fiind proporțională cu noua valoare a lui  $\beta$ , așa cum se poate constata și pe graficul din Fig. 8.14.

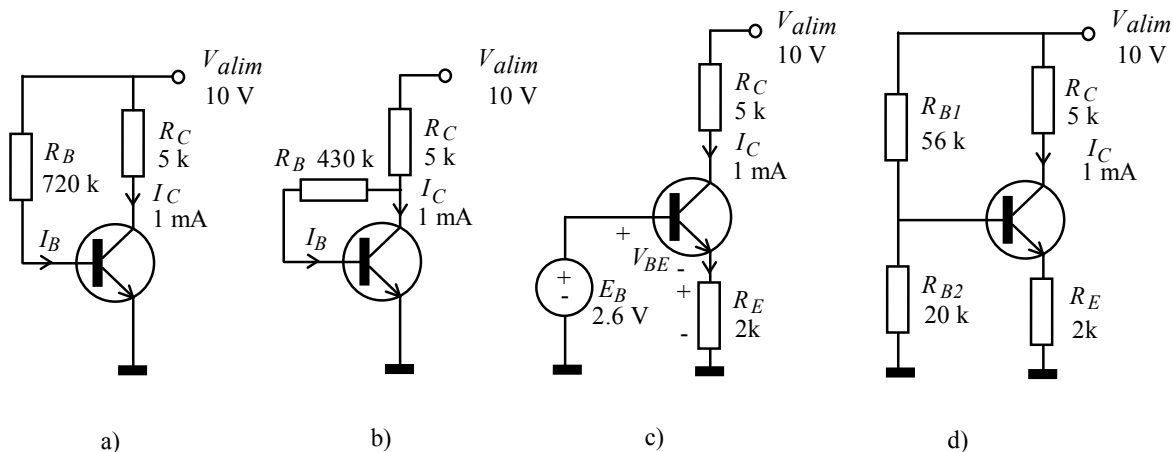


Fig. 8.13. Circuite de polarizare care asigură un curent de colector de 1 mA și un potențial de 5 V în colector: (a) polarizare fixă, (b) polarizare colector-bază, (c) polarizare cu sursă de tensiune în bază și rezistență în emitor și (d) "autopolarizare" (proiectarea a fost efectuată cu  $\beta = 100$ ).

Chiar dacă factorul  $\beta$  nu suferă variații dramatice cu temperatura, nu merită să pierdem timpul cu acest mod de polarizare pentru că la montarea unui tranzistor într-un circuit, în producția de serie, nimeni nu știe, de exemplu, unde anume este  $\beta$  între 100 și 250. Acest tip de polarizare trebuie utilizat doar dacă vrem să aruncăm apoi peste jumătate din circuitele realizate; l-am discutat aici numai datorită omniprezenței sale în literatura autohtonă.

O altă variantă de polarizare este cea din desenul b), numită polarizare "colector-bază". Pentru proiectarea circuitului observăm că rezistența  $R_B$  este legată acum în colector, deci la jumătate din tensiunea de alimentare. Pentru a obține același curent de bază ca la primul circuit, valoarea ei trebuie să fie aproximativ de două ori mai mică decât la cazul anterior, deci aproape egală cu  $\beta^{(0)} R_C$  (în aproximația  $V_{alim}/2 \gg V_{BE}$ ).

Ne interesează acum ce se întâmplă cu valoarea curentului de colector la modificarea temperaturii. Din configurația circuitului obținem relația

$$V_{alim} - (1 + \beta)I_B R_C - I_B R_B - V_{BE} = 0 \quad (8.15)$$

care, cu aproximația de mai sus și  $\beta + 1 \cong \beta$ , conduce la

$$I_B \cong \frac{V_{alim}}{\beta R_C + R_B} \cong \frac{V_{alim}}{R_C(\beta + \beta^{(0)})} \quad (8.16)$$

De data aceasta, **tranzistorul nu mai este operat la curent de bază constant**; la creșterea factorului  $\beta$  se produce automat o scădere a curentului de bază, scădere care diminuează efectele acestei creșteri asupra curentului de colector. Acest tip de polarizare introduce o **reacție negativă**. Dacă exprimăm curentul de colector, obținem



$$I_C \cong \frac{\beta V_{alim}}{R_C (\beta + \beta^{(0)})} \cong 2I_C^{(0)} \frac{\beta}{\beta + \beta^{(0)}}. \quad (8.17)$$

În Fig. 8.14 am reprezentat dependența  $I_C/I_C^{(0)} = f(\beta/\beta^{(0)})$  și pentru polarizarea colector-bază. Se observă îmbunătățirea adusă de polarizarea colector bază: la dublarea factorului  $\beta$  curentul de colector nu se mai dublează ci crește doar cu 30 %. Circuitul introduce complicații în ceea ce privește amplificarea variațiilor, astfel că este rar utilizat.

Să mai trecem odată în revistă graficele din figurile 8.6, 8.9 și 8.10. La toate am considerat aceeași variație de temperatură; cele mai mici modificări ale curentului de colector sunt cele din Fig. 8.6 b), unde **am menținut constant curentul de emitor**, sub 1 % pentru o încălzire de  $75^\circ \text{C}$ . Circuitul din Fig. 8.13 c) încearcă să se apropie de această situație. La prima vedere se pare că nu suntem pe calea cea bună, am legat o sursă ideală de tensiune în bază, or știm că menținând  $V_{BE} = \text{const.}$  rezultatele sunt dezastruoase. A mai apărut, însă, și o rezistență în emitor, astfel încât putem scrie

$$E_B - V_{BE} - I_C R_E = 0 \quad (8.18)$$

(am utilizat faptul că  $I_C \cong I_E$  deoarece curentul  $I_{CE0}$  este neglijabil). Valoarea necesară pentru tensiunea  $E_B$  se obține cu suficientă precizie cu relația  $E_B \cong 0.6 \text{ V} + I_C^{(0)} R_E$ .

Această aproximație este, însă, insuficientă pentru a calcula variațiile datorate temperaturii. Vom utiliza, pentru acest scop metoda dreptei de sarcină aplicată caracteristicii de transfer  $I_C = f(V_{BE})$ , ca în Fig. 8.15 a). Putem acum să vedem ce se întâmplă la creșterea temperaturii cu un grad (desenul b). Reprezentăm în detaliu caracteristicile de la cele două temperaturi și urmărim deplasarea punctului de funcționare din M în N. Dacă admitem să pierdem pe rezistența  $R_E$  o tensiune mult mai mare decât 25 mV, dreapta de sarcină va fi foarte puțin înclinată în comparație cu caracteristica de transfer a tranzistorului. Cum distanța pe orizontală între cele două caracteristici este de 2 mV, avem valoarea variației curentului de colector  $\Delta I_C \cong 2 \text{ mV}/R_E$ .

Dacă dreapta de sarcină nu ar fi "suficient de orizontală", variația curentului de colector ar fi cu siguranță mai mică decât  $2 \text{ mV}/R_E$  așa că această valoare reprezintă **cazul cel mai defavorabil**. Din acest motiv, în analiza stabilității termice la astfel de circuite, **variația curentului de colector** se calculează utilizând variația lui  $V_{BE}$  definită la **curent de colector constant**, o metodă care poate părea paradoxală.

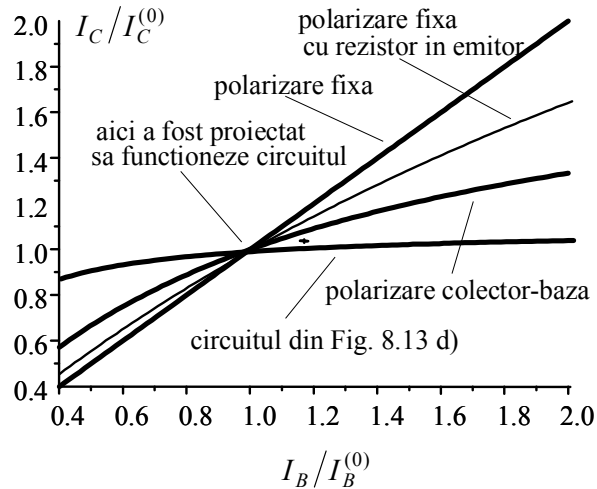


Fig. 8.14. Efectul modificării factorului  $\beta$  asupra curentului de colector pentru polarizare fixă, polarizare colector-bază, polarizare cu divizor rezistiv și rezistență în emitor (circuitul din Fig. 8.13 d) și polarizare fixă cu rezistor în emitor.

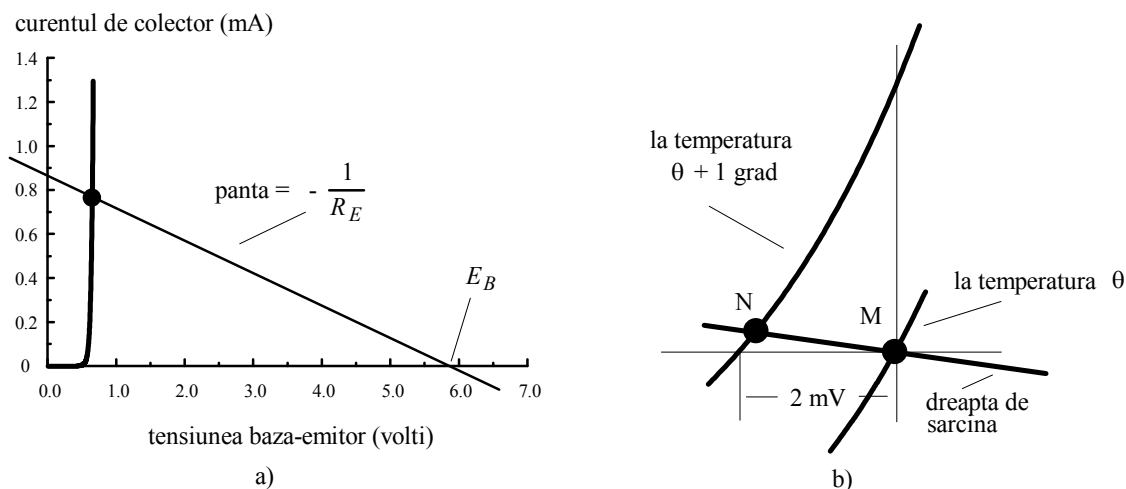


Fig. 8.15. Determinarea grafică a punctului de funcționare pentru circuitul din Fig. 8.13 c) (desenul a) și modificarea acestuia la o încălzire cu un grad (desenul b).

Pentru a vedea ce îmbunătățire aduce acest tip de polarizare, să calculăm variația relativă a curentului de colector la o variație de temperatură  $\Delta \theta = 75^\circ\text{C}$ , dacă acceptăm să pierdem pe rezistența  $R_E$  o tensiune  $V_{R_E} = 2\text{ V}$ . Tensiunea bază-emitor scade liniar cu temperatura, coborînd în total cu  $|\Delta V_{BE}| = 2\text{ mV/grad} \cdot \Delta \theta = 150\text{ mV}$ . Cum sursa de tensiune păstrează constant potențialul bazei, surplusul de tensiune de 150 mV se va regăsi pe rezistența din emitor, producînd o creștere a curentului de colector dată de legea lui Ohm  $\Delta I_C = |\Delta V_{BE}| / R_E$ . Pe de altă parte, curentul de colector inițial îndeplinea relația  $\Delta I_C = |\Delta V_{BE}| / R_E$ , de unde obținem

$$\frac{\Delta I_C}{I_C} = \frac{|\Delta V_{BE}|}{V_{R_E}} = \frac{0.15}{2} = 7.5\%. \quad (8.19)$$

O asemenea variație relativă, pentru o încălzire de  $75^\circ\text{C}$ , este acceptabilă în majoritatea aplicațiilor.

Putem formula o primă concluzie în legătură cu circuitul cu rezistență în emitor și sursă ideală de tensiune în bază:

Stabilitatea termică este cu atît mai bună cu cît acceptăm să pierdem o tensiune mai mare pe rezistența din emitor; 2 volți asigură o variație a curentului de colector de 1 la mie pe grad.

În practică, în locul sursei de tensiune ideale se utilizează un divizor rezistiv, ca în desenul d) al figurii, variantă numită în literatura de limbă română "autopolarizare". Dacă  $E_B$  este tensiunea Thevenin a divizorului iar  $R_B$  este rezistența sa echivalentă, în locul ecuației (8.18) avem acum

$$E_B - V_{BE} - I_C R_B / \beta - I_C R_E = 0 \quad (8.20)$$

Prezența termenului ce conține  $R_B$  produce acum o oarecare dependență a curentului de colector în raport cu factorul  $\beta$ , nedorită atît pentru stabilitatea termică cît și pentru predictibilitatea punctului de funcționare (factorul  $\beta$  nu este cunoscut cu precizie pentru fiecare exemplar de tranzistor). Din acest motiv, valorile

rezistențelor din divizor se aleg atât de mici încît divizorul să funcționeze practic neîncărcat, astfel încît în expresia  $\Delta \theta = 75^\circ \text{C}$  termenul al doilea să poată fi neglijat

$$R_B \leq \frac{\beta R_E}{10}. \quad (8.21)$$

Cu valoarea realistă  $R_B = \beta^{(0)} R_E / 10$ , dependența curentului de colector de factorul  $\beta$  devine

$$I_C = I_C^{(0)} \frac{1.1}{1 + 0.1 \beta^{(0)} / \beta}; \quad (8.22)$$

ea este reprezentată în Fig. 8. 14, unde se poate constata cît de insensibil a devenit acum curentul de colector la modificările factorului  $\beta$ : la o dublare a factorului  $\beta$  curentul de colector se modifică doar cu 5 %. Ținînd cont de împrăștierea tehnologică a factorului  $\beta$ , această predictibilitatea a punctului de funcționare este suficientă, tranzistoarele putînd fi montate **fără să li se măsoare individual acest factor**.

Am fi putut încerca introducerea rezistenței de emitor și în cazul circuitului cu polarizare simplă. Deoarece tensiunea Thevenin  $E_B$  nu mai poate fi acum aleasă, fiind egală cu cea de alimentare, nici valoarea rezistenței  $R_B$  nu mai este parametru liber. Cu valorile numerice considerate, la utilizarea divizorului rezistiv am ales-o să fie  $R_B = \beta^{(0)} R_E / 10 = \beta^{(0)} \cdot 200 \Omega$ . În cazul polarizării fixe ea nu poate fi decît  $R_B = \beta^{(0)} \cdot 7.4 \text{ k}\Omega$ ; o asemenea valoare pentru această rezistență crește sensibilitatea curentului de colector în raport cu factorul  $\beta$ , așa cum dovedește graficul din Fig. 8.14. Putem formula, deci, o a doua concluzie în privința polarizării în prezența rezistenței din emitor:

Rezistența echivalentă a sursei cu care alimentăm baza trebuie să fie cît mai mică pentru a face curentul de colector insensibil la variațiile factorului  $\beta$ ; o valoare de  $\beta^{(0)} R_E / 10$  este suficientă, producînd o creștere a lui  $I_C$  de numai 5 % la o dublare a lui  $\beta$ .

Analiza comparativă a circuitelor de polarizare, în cazul tranzistoarelor cu siliciu (**cele cu germaniu nu se mai utilizează**), a arătat că

cea mai bună stabilitate termică se obține prin polarizarea bazei de la un divizor rezistiv și introducerea unei rezistențe în emitor; tensiunea care cade pe rezistența din emitor trebuie să fie în jur de 1-2 V iar rezistența echivalentă a divizorului  $\leq \beta R_E / 10$ ; acest circuit asigură și o bună predictibilitate a punctului de funcționare în condițiile în care valorile factorului  $\beta$  prezintă o împrăștiere tehnologică mare.

### Străpungerea secundară

Deși ambalarea termică nu mai apare la tranzistoarele de putere cu siliciu, datorită sensibilității termice mai mici a curentului de colector, ele sunt în continuare afectate de un fenomen mai subtil, **străpungerea secundară**. Pentru a putea vehicula curenți mari, tranzistoarele de putere au arii mari și pot fi privite ca un ansamblu de tranzistoare legate **în paralel**. Dacă toate au aceeași temperatură locală, atunci ele își împart frățeste curentul de colector. La curenți mari însă, acest echilibru nu mai este păstrat cu acuratețe, unul dintre tranzistoarele "elementare" se încălzește mai mult decît celelalte, curentul lui de colector crește pe seama

scăderii curenților de colector ai celorlalte tranzistoare care se răcesc (puterea disipată pe ele scade) în timp ce tranzistorul ghinionist disipă mai mult, se încălzește și mai mult, curentul lui de colector crește din nou... Ați recunoscut fenomenul de ambalarea termică ce are loc, acum, local. Deși **puterea totală disipată, dacă ar fi repartizată uniform**, nu ar conduce la o temperatură periculoasă pentru tranzistor, la depășirea unei anumite valori a curentului de colector tranzistorul se distruge prin ceea ce se numește **străpungere secundară**.

În planul caracteristicilor de ieșire, curba de putere disipată constantă este o hiperbolă  $I_C = P_d / V_{CE} = P_d \cdot V_{CE}^{-1}$ ; pentru ca ea să arate ca o linie dreaptă, se desenează acest grafic în coordonate dublu logaritmice (Fig. 8.16). Astfel, curba de putere disipată constantă devine o dreaptă cu panta de -1 decadă pe decadă. Pe acest grafic se figurează **regiunea de operare sigură (SOA - Safe Operating Area** în lb. engleză). Se observă că străpungerea secundară limitează regiunea de operare sigură mai drastic decât o face puterea disipată maximă la care poate funcționa capsula tranzistorului.

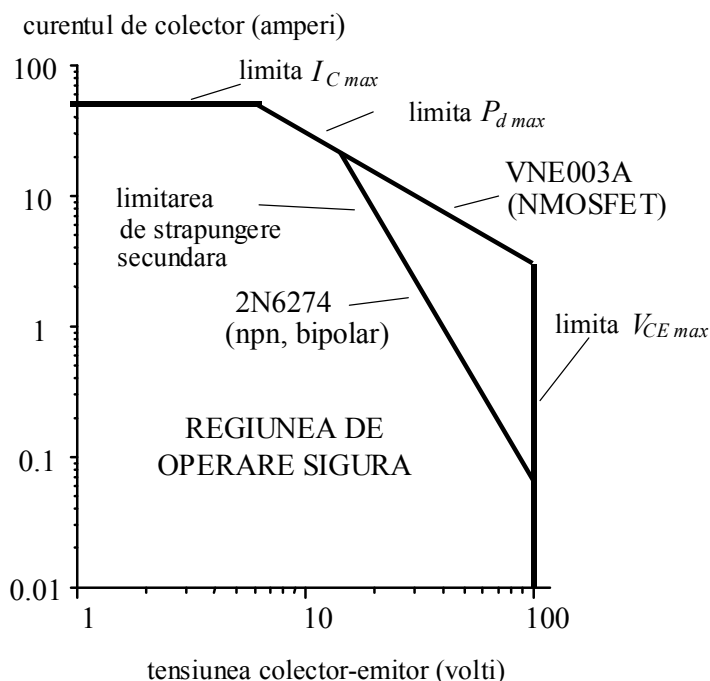


Fig. 8.16. Regiunea de operare sigură pentru un tranzistor bipolar de putere și pentru unul MOSFET.

#### D. Tranzistoare cu efect de câmp

Diferența esențială a acestor dispozitive față de tranzistoarele **bipolare** este aceea că se bazează pe conducția furnizată **numai de purtătorii majoritari**. De aici rezultă și comportarea lor, total diferită, la modificarea temperaturii. Întrucât cele două tipuri de tranzistoare cu efect de câmp (JFET și MOSFET) au proprietăți similare, vom discuta numai cazul tranzistoarelor MOSFET.

La tensiuni drenă-sursă mari (regiunea de sursă de curent comandată  $V_{DS} \gg V_{GS} - V_T$ ), caracteristica de transfer a acestor tranzistoare este bine descrisă de relațiile

$$\begin{aligned}
 I_D &= 0 \quad \text{pentru} \quad V_{GS} < V_T \\
 I_D &= K(V_{GS} - V_T)^2 \quad \text{pentru} \quad V_{GS} \geq V_T
 \end{aligned}
 \tag{8.23}$$

unde  $I_D$  este curentul de drenă (Fig. 17 a),  $V_{GS}$  tensiunea poartă-sursă iar  $V_T$  este tensiunea de prag . Caracteristica depinde de temperatură atât prin intermediul factorului  $K$  cât și prin intermediul tensiunii de prag: factorul  $K$  scade cu temperatura, fiind proporțional cu  $T^{-3/2}$ , pe când tensiunea de prag scade aproape liniar cu temperatura, cu  $(2 \div 5 \text{ mV})/^\circ\text{C}$ .

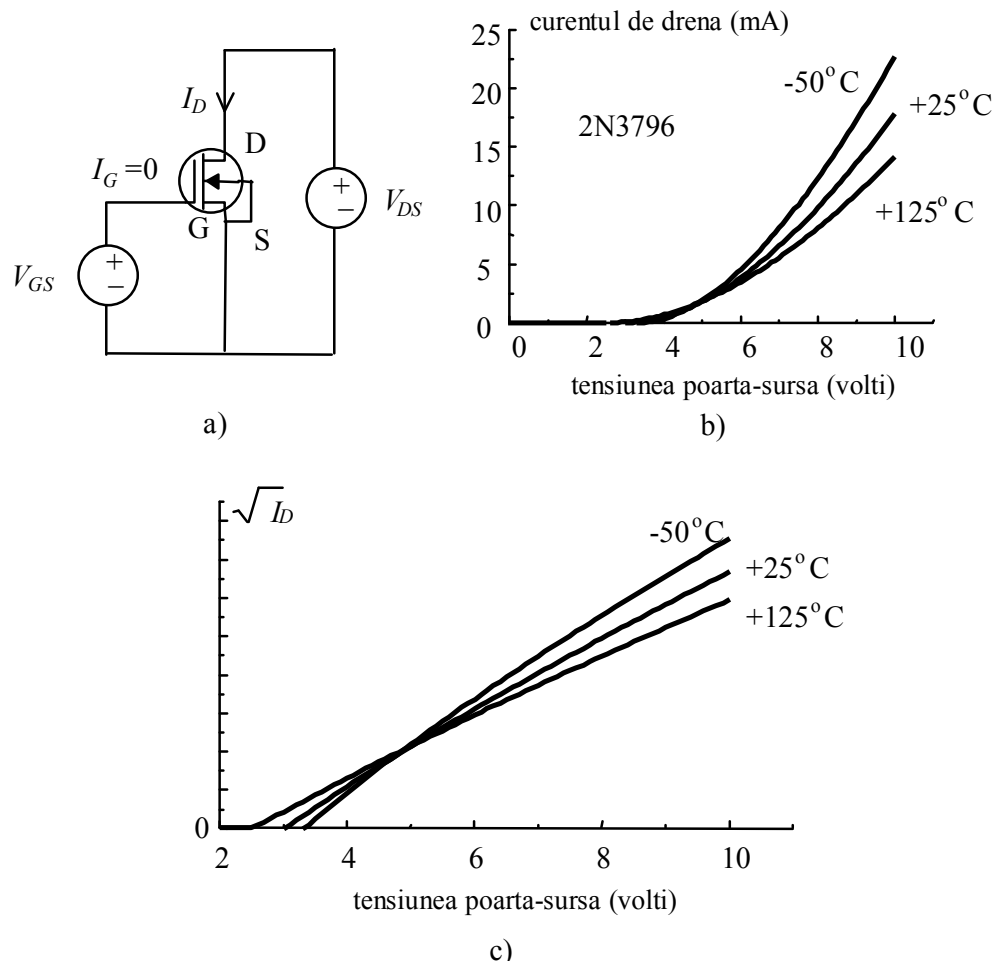


Fig. 8.17. Influența temperaturii asupra caracteristicii de transfer la tranzistoarele MOSFET.

Acste două mecanisme au asupra curentului de drenă efecte contrare, anulându-se reciproc la o anumită valoare a tensiunii poartă-sursă, unde curentul de drenă nu mai depinde de temperatură, așa cum se vede în Fig. 8.17 b). Pentru a vizualiza mai bine fenomenul, în desenul c) al figurii a fost reprezentată rădăcina pătrată din valoarea curentului de drenă.

**Putem proiecta, astfel, circuite foarte puțin sensibile la variațiile de temperatură, numai prin alegerea adecvată a punctului de funcționare.** Mai mult, se observă că tocmai la valori mari ale curentului, unde și disipația de putere este mare, curentul de drenă scade la creșterea temperaturii. Din acest motiv,

**tranzistoarele cu efect de câmp nu prezintă fenomenul de ambalare termică.** Corespunzător, ele nu intră nici în străpungere secundară, ca tranzistoarele bipolare, și regiunea de operare sigură, la același tip de capsulă, este mai mare (vezi Fig. 8.16).

## Enunțuri frecvent utilizate

(ațit de frecvent încit merită să le memorați)

-Termistorii sunt elemente de circuit cu două borne (dipoli) a căror rezistență depinde puternic de temperatură; cei la care rezistența scade cu temperatura au coeficientul de temperatură  $\frac{\Delta R}{R\Delta T}$  negativ și

sunt numiți în limba engleză "NTC thermistors".

- Pentru acești termistori, rezistența scade aproximativ cu 4 % pe grad, înjumătățindu-se la o încălzire de 15-20 grade; sunt utilizați în principal ca senzori de temperatură și pentru compensarea efectelor influenței temperaturii asupra altor componente electronice.

- În conducție directă la tensiune constantă, curentul diodelor crește practic exponențial cu temperatura, cu aproximativ 7 % pe grad, dublându-se la fiecare variație de 10 grade indiferent de materialul din care sunt realizate (germaniu sau siliciu); dacă se menține curentul constant, tensiunea pe diodă scade liniar cu temperatura cu aproximativ 2 mV pe grad.

- Creșterea puternică cu temperatura a curentilor reziduali  $I_{CB0}$  și  $I_{CE0}$  poate conduce, la tranzistoarele de putere, la fenomenul de ambalare termică și produce, în final, distrugerea tranzistoarelor.

-Datorită valorii mari a curentilor reziduali  $I_{CB0}$  și  $I_{CE0}$ , tranzistoarele cu germaniu nu mai sunt utilizate astăzi.

-Influența temperaturii se manifestă asupra tranzistoarelor cu siliciu preponderent prin modificarea caracteristicii de transfer  $I_C = f(V_{BE})$  (creșterea curentului cu 10 % pe grad la  $V_{BE} = \text{const.}$  sau, echivalent, scăderea tensiunii bază-emitor cu 2 mV pe grad la  $I_C = \text{const.}$ ) și prin variația factorului  $\beta$  cu temperatura.

-Cea mai bună stabilitate a punctului de funcționare s-ar obține dacă am păstra constant curentul de emitor; din păcate aceasta ar necesita utilizarea a două surse de alimentare de polarități diferite și construirea unei surse de curent, soluție cu totul neeconomică.

- Menținerea constantă a tensiunii bază-emitor este cea mai proastă opțiune: curentul de colector se dublează la o încălzire de numai 8 grade.

-Datorită variației tensiunii bază-emitor cu 2 mV pe grad, configurația cu emitor comun nu poate fi utilizată pentru amplificare tensiunilor continue.

- O bună predictibilitate a punctului de funcționare în condițiile în care factorul  $\beta$  are o mare împrăștiere tehnologică, în același timp cu o stabilitate termică acceptabilă, se poate obține prin introducerea în circuitul de emitor a unei rezistențe  $R_E$  pe care să cadă o tensiune de 1-2 V simultan cu polarizarea bazei cu un divizor rezistiv având rezistența echivalentă  $\leq (\beta R_E)/10$ ; în aceste condiții curentul de colector crește cu 5 % la dulara lui  $\beta$  și cu 1 la mie la o încălzire de 1°C.

-Tranzistoarele bipolare sunt afectate de fenomenul străpungerii secundare care le limitează regiunea de funcționare sigură mai mult decât o face condiția de putere disipată maximă.

-Tranzistoarele cu efect de câmp sunt mult mai puțin sensibile la modificarea temperaturii deoarece conducția este asigurată numai de purtătorii majoritari.

- Peste o anumită valoare a curentului de drenă, acesta scade cu creșterea temperaturii; în consecință, tranzistoarele cu efect de câmp nu se pot ambala termic.

- Din același motiv, tranzistoarele cu efect de câmp nu prezintă fenomenul de străpungeri secundară; astfel, tranzistoarele MOSFET de putere sunt de preferat celor bipolare.

## Termeni noi

-termistor	dispozitiv cu două borne (dipol) utilizat în circuite datorită dependenței puternice a rezistenței sale în funcție de temperatură;
-coeficient de temperatură (al unei mărimi x)	$\Delta x/(x\Delta T)$ , viteza de variație cu temperatura a mărimii, viteză normalizată la valoarea mărimii respective;
-1 ppm	o parte la un milion;
-termistor NTC	termistor cu coeficient de temperatură negativ;
-termistor PTC	termistor cu coeficient de temperatură pozitiv;
- ambalare termică	proces care determină creșterea rapidă a temperaturii dispozitivelor semiconductoare datorită reacției pozitive termice (creșterea temperaturii determină creșterea curentului care, la rândul său, conduce la creșterea puterii disipate și a temperaturii); ambalarea termică poate produce distrugerea dispozitivului;
- stabilitate termică (a punctului de funcționare)	proprietatea punctului de funcționare de a nu se modifica la variația temperaturii;
-polarizare fixă	legarea bazei tranzistorului, printr-o rezistență, la tensiunea de alimentare, emitorul fiind conectat la masă; curentul de bază este menținut practic constant;
-polarizare colector-bază	legarea bazei tranzistorului, printr-o rezistență, la colector, emitorul fiind conectat la masă; sensibilitatea curentului de colector în raport cu factorul $\beta$ este micșorată;
- autopolarizare	polarizarea bazei prin intermediul unui divizor rezistiv; dacă în emitor este montată o rezistență pe care cade o tensiune de 1-2 V iar divizorul este practic neîncărcat, se obține o stabilitate termică satisfăcătoare a punctului de funcționare;
- străpungere secundară	fenomen care apare la tranzistoarele bipolare de putere și care limitează funcționarea lor mai drastic decât puterea maximă ce poate fi disipată de capsulă; curentul printr-o regiune a secțiunii tranzistorului devine mai mare, temperatura locală crește, conducând la un proces de ambalare termică locală deși puterea totală pe dispozitiv nu a depășit valoarea maximă admisă;



## Probleme rezolvate

### Problema 1.

Pentru menținerea constantă a temperaturii într-o incintă, la coborîrea temperaturii sub 60°C tranzistorul din Fig. 8.18 a) trebuie să intre în conducție și să anclanșeze releul electromagnet montat în colectorul său. Releul se anclanșează sigur la un curent de 20 mA dar acest prag nu este perfect repetabil, puținându-ne aștepta și la anclanșări la 10 mA. Ca senzor de temperatură avem de ales între trei termistori NTC care au la 20°C rezistențele de 1kΩ, 10kΩ și, respectiv, 100 kΩ.

- Să se proiecteze un circuit de polarizare al tranzistorului care să asigure funcția solicitată.
- Să se estimeze imprecizia de temperatură provocată de variația pragului de anclanșare al releului.

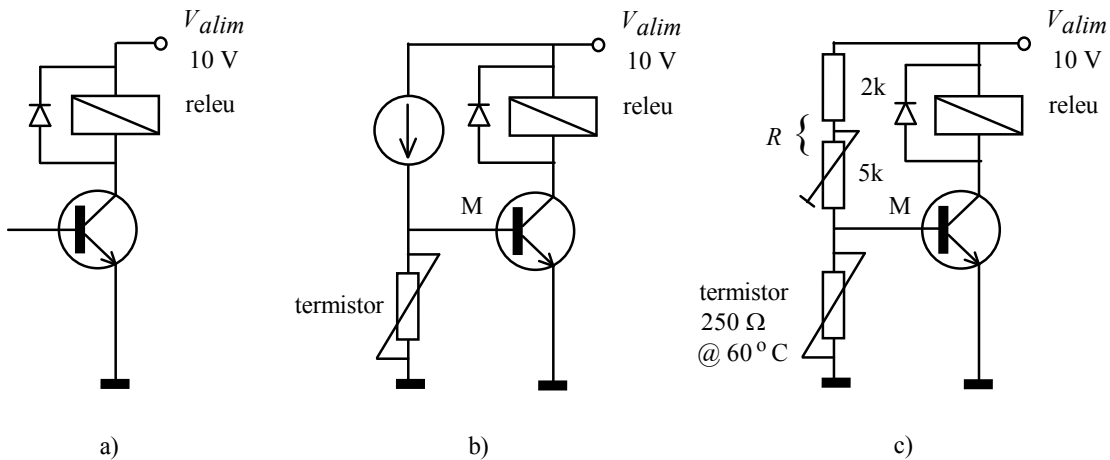


Fig. 8.18.

### Rezolvare

**a)** Avem la dispoziție un senzor de temperatură a cărui informație de ieșire este rezistența. Pe de altă parte, tranzistorul poate fi deschis prin controlul **tensiunii** bază-emitor. Va trebui să convertim informația de rezistență într-o informație de tensiune; în plus, această tensiune trebuie să crească la scăderea temperaturii. Cea mai simplă soluție de principiu este trimiterea prin termistor a unui curent constant de la o sursă de curent, ca în Fig. 8.18 b): la scăderea temperaturii rezistența termistorului crește cu aproximativ 4 % pe grad și același lucru îl face și potențialul în punctul M. Realizarea unei surse de curent implică, însă, utilizarea unui alt tranzistor și a câtorva rezistențe, așa că încercăm o soluție mai simplă, cu un divizor rezistiv (desenul c al figurii). Notînd cu  $R_T$  rezistența termistorului, potențialul bazei tranzistorului (punctul M) este

$$V_B = V_{alim} \frac{R_T}{R + R_T} \quad (8.24)$$

acesta modificîndu-se la variația cu  $\Delta R_T$  a rezistenței termistorului cu

$$\Delta V_B \cong V_{alim} \frac{R}{(R + R_T)^2} \Delta R_T \cdot \quad (8.25)$$

Avem de ales termistorul și valoarea rezistenței  $R$ . Cum la  $60^{\circ}\text{C}$  tranzistorul trebuie să fie deschis, potențialul punctului M trebuie să fie de aproximativ 0.6 V. Cu această condiție, din relația (8.24) găsim raportul necesar între rezistența  $R$  și rezistența  $R_T^{(60^{\circ})}$  a termistorului

$$\frac{R}{R_T^{(60^{\circ})}} = \frac{V_{alim}}{0.6 \text{ V}} - 1 \cong 16 \quad (8.26)$$

Curentul prin divizor va trebui să fie de cel puțin 10 ori mai mare decât curentul de bază. Acesta din urmă e de  $20 \text{ mA}/\beta \cong 0.2 \text{ mA}$  (am mizat pe un factor  $\beta$  de cel puțin 100, realist pentru un tranzistor de mică putere). Cu această condiție găsim

$$17 \cdot R_T^{(60^{\circ})} \leq \frac{10 \text{ V}}{2 \text{ mA}} \Rightarrow R_T^{(60^{\circ})} \leq 290 \Omega. \quad (8.27)$$

Cunoaștem rezistențele termistorilor la  $20^{\circ}\text{C}$ . Cum rezistența se înjumătățește la o încălzire de 15-20 grade, la  $60^{\circ}\text{C}$  rezistența ajunge cam la un sfert din cea de la  $20^{\circ}\text{C}$ . Termistorii vor avea, deci, la  $60^{\circ}\text{C}$  rezistențele de 250  $\Omega$ , 2.5 k $\Omega$  și, respectiv, 25 k $\Omega$ . Numai primul îndeplinește condiția (8.27), este cel care are 1 k $\Omega$  la  $20^{\circ}\text{C}$ . Din  $R_T^{(60^{\circ})} = 250 \Omega$  rezultă valoarea necesară pentru rezistența  $R$

$$R = 16 \cdot R_T^{(60^{\circ})} \cong 4 \text{ k}\Omega.$$

Această estimare este una grosolană pentru că nu avem parametrul  $B$  al termistorului; din acest motiv vom monta un rezistor ajustabil de 5 k $\Omega$  în serie cu unul fix de 2 k $\Omega$  care să permită variația lui  $R$  între 2 și 7 k $\Omega$  și îl vom regla fin astfel încât releul să se anclanșeze la coborîrea sub  $60^{\circ}\text{C}$ .

Observație: am ales termistorul cu rezistența cea mai mică, fiind obligați de valoarea necesară a curentului de colector; aceasta este o soluție proastă din punctul de vedere al autoîncălzirii termistorului dar nu poate fi evitată decât prin introducerea unui alt tranzistor care să crească amplificarea în curent.

**b)** Pragul de anclanșare este împrăștiat în intervalul 10-20 mA. O dublare a curentului de colector se efectuează, după cum știm din dependența exponențială  $I_C = f(V_{BE})$ , la o variație a tensiunii bază-emitor de 18 mV. Imprecizia de anclanșare a releului este echivalentă, deci, cu o imprecizie a potențialului bazei egală cu 18 mV. Pe de altă parte, dacă utilizăm relația (8.25) putem calcula, pentru circuitul proiectat de noi, variația potențialului bazei determinată de o variație de  $1^{\circ}\text{C}$

$$\begin{aligned} \Delta V_B &= V_{alim} \frac{R}{(R + R_T)^2} \Delta R_T = V_{alim} \frac{R R_T}{(R + R_T)^2} \frac{\Delta R_T}{R_T} = \\ &= V_{alim} \frac{R/R_T}{(R/R_T + 1)^2} \frac{\Delta R_T}{R_T} = 10 \text{ V} \cdot \frac{16}{17^2} \cdot \frac{4}{100} \cong 22 \text{ mV} \end{aligned}$$

Imprecizia datorată releului este echivalentă, deci, cu aproape un grad.

**Problema 2.**

a) Să se modifice circuitul proiectat la problema precedentă (fără introducerea altui tranzistor) astfel încât această imprecizie să fie redusă de câteva ori; se poate mări, pentru aceasta, tensiunea de alimentare la 15 V.

b) În Fig. 8.19 aveți un circuit care realizează aceeași funcție ca cel de la punctul precedent. Încercați să explicați funcționarea sa și să arătați avantajele aduse.

**Rezolvare**

a) Asupra impreciziei de 18 mV în tensiunea necesară pentru anclansarea releului nu putem face nimic. Putem îmbunătăți însă

sensibilitatea conversiei temperatură-tensiune; conform relației (8.25), aceasta este  $\frac{R}{(R + R_T)^2}$  și ajunge la

un maxim dacă  $R = R_T^{(60^\circ)}$ . Aceasta înseamnă însă că potențialul punctului M nu va mai fi de 0.6 V ci se va

duce pe la jumătatea tensiunii de alimentare. Aceasta este și ideea de bază, să nu mai comparăm două tensiuni de 0.6 V ci două tensiuni de aproape zece ori mai mari. Pentru aceasta nu vom mai ține potențialul emitorului la masă ci îl vom aduce la 5 V cu o rezistență și o diodă Zener (ne păstrăm 10 V pentru anclansarea releului), ca în Fig. 8.20. Rezistența de  $1k\Omega$  asigură un curent prin dioda Zener de cel puțin 10 mA, necesar pentru a funcționa ca stabilizatoare de tensiune.

Pentru deschiderea tranzistorului, este necesar acum ca potențialul bazei să urce la 5.7 V; astfel, raportul între rezistența  $R$  și rezistența  $R_T^{(60^\circ)}$  a termistorului este

$$\frac{R}{R_T^{(60^\circ)}} = \frac{V_{alim}}{5.7 \text{ V}} - 1 \cong 1.7.$$

În aceste condiții, variația potențialului punctului M la o încălzire de un grad se obține ca

$$\begin{aligned} \Delta V_M &= V_{alim} \frac{R}{(R + R_T)^2} \Delta R_T = \\ &= 15 \text{ V} \cdot \frac{1.7}{2.7^2} \cdot \frac{4}{100} \cong 140 \text{ mV} \end{aligned}$$

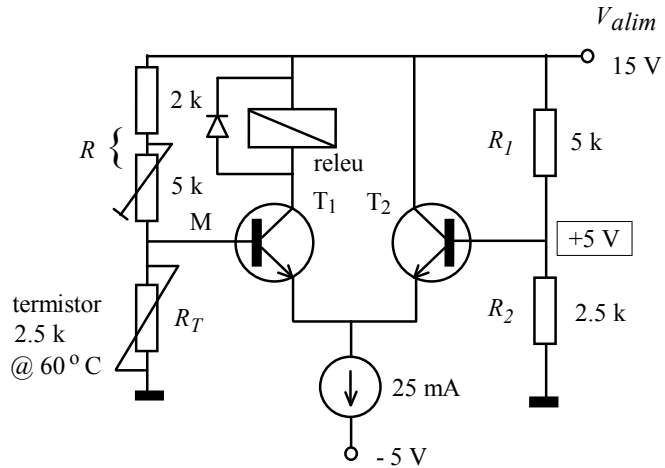


Fig. 8.19.

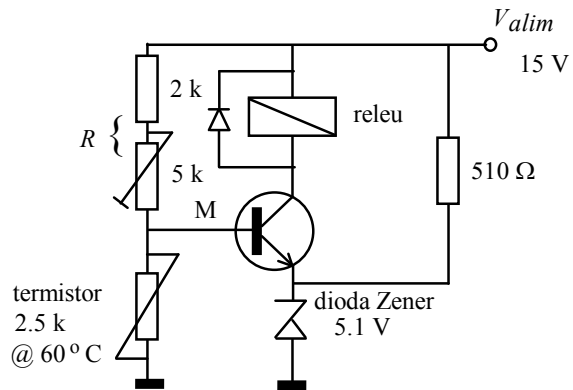


Fig. 8.20.

de șase ori mai mare decât în cazul circuitului proiectat la problema precedentă. Astfel, imprecizia de 18 mV datorată releului este echivalentă acum cu numai 0.13 grade.

Modificarea punctului unde se produce comparația determină și modificarea rezistenței termistorului. Va trebui să alegem acum termistorul care avea 10 k $\Omega$  la 20°C. Disipația de putere pe termistor va fi însă mai mare decît în cazul precedent, tensiunea pe termistor crescînd iar curentul rămînd constant.

**b)** În circuitul din Fig. 8.19 comparația se efectuează tot între două tensiuni de aproximativ 5 V, divizorul ce conține termistorul fiind de fapt identic cu cel proiectat la punctul a). Cînd potențialele bazelor sunt riguros egale, curenții de colector ai celor două tranzistoare vor fi egali. Creșterea potențialului bazei 1 va determina deschiderea tranzistorului T<sub>1</sub> și blocarea tranzistorului T<sub>2</sub> deoarece suma curenților de colector rămîne constantă datorită sursei de curent. Astfel, releul va fi anclanșat la creșterea potențialului punctului M, la fel ca la circuitul de la punctul precedent.

Acel circuit avea o dificultate pe care nu am discutat-o, deoarece nu era foarte mare: scăderea cu 2mV pe grad a tensiunii de deschidere a tranzistorului și, de, asemenea, variația cu temperatura a tensiunii furnizate de dioda Zener (un coeficient de temperatura de 300 ppm/grad produce o variație de 1.5 mV pe grad). Circuitul pe care trebuie să-l analizăm elimină primul inconvenient, deoarece este sensibil la **diferența** între tensiunile bază-emitor ale tranzistoarelor iar aceste tensiuni **scad împreună** cu 2 mV pe grad.

Polarizarea bazei tranzistorului T<sub>2</sub> cu un divizor rezistiv diminuează considerabil și efectele datorate variației tensiunii de alimentare, deoarece aceste variații, afectează aproape identic potențialele ambelor baze; cum circuitul este sensibil numai la diferența între aceste potențiale, efectele lor se anulează reciproc.

Dacă privim cu atenție schema circuitului, recunoaștem un **circuit în punte** (rezistențele  $R$ ,  $R_T$ ,  $R_1$  și  $R_2$ ), dezechilibrul punții fiind sesizat de un **etaj diferențial** cu tranzistoare (numit așa deoarece amplifică practic numai diferența între potențialele intrărilor). Etajul diferențial este atît de important în aplicații încît îi vom dedica, mai tîrziu, un capitol special.

## Probleme propuse

**P 8.1.** La încălzirea de la 20°C la 40°C rezistența unui termistor scade de 2.2 ori. Calculați parametrul  $B$  al acestui termistor.

**P 8.2.** La 25°C, termistorul din problema precedentă are rezistența egală cu 15.3 kΩ. Scrieți expresia rezistenței sale în funcție de temperatură. Care este valoarea rezistenței la 80°C ?

**P 8.3.** Circuitul din Fig. 8.21 este utilizat pentru măsurarea temperaturii. La 20°C tensiunea pe diodă este de 0.653 V.

a) Cît va fi această tensiune la 80°C ? Indicație: presupuneți curentul constant.  
b) Luați în considerație variația calculată a tensiunii pe diodă și determinați cu cîte procente s-a modificat curentul. Era justificată presupunerea de la punctul precedent ?

**P 8.4.** Avem un termistor care are rezistența de 15 kΩ la 20°C și vrem să convertim în informație de tensiune variații mici ale temperaturii în jurul valorii de 40°C. Trebuie să realizăm, pentru aceasta, un divizor alimentat de la tensiunea continuă de 10 V, ca în Fig. 8.22.

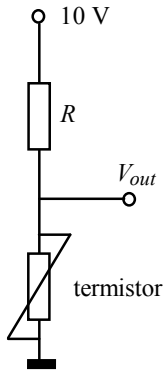


Fig. 8.22.

a) Ce valoare aproximativă a rezistenței va avea termistorul la 40°C ?  
b) Cît trebuie să fie valoarea rezistenței  $R$  astfel încît sensibilitatea conversiei temperatură-tensiune (în jurul valorii de 40°C) la să fie maximă ?  
c) Cît va fi în aceste condiții  $\Delta U/\Delta T$  în jurul temperaturii de 40°C ?  
d) Cîte cifre trebuie să aibă voltmetrul digital cu care se măsoară tensiunea pentru a se putea pune în evidență o variație de 0.001°C ?

### P 8.5.

a) Proiectați sursa de curent din Fig. 8.23 astfel încît să debiteze un curent de 1 mA și să aibă o stabilitate termică satisfăcătoare (utilizați rezultatele analizei făcute asupra circuitelor de polarizare).  
b) Estimați efectul variației cu 10°C asupra curentului furnizat de sursă (luați în considerație numai contribuția modificării tensiunii bază-emitor).

**P 8.6.** Utilizați proiectarea de la problema precedentă pentru a obține un amplificator cu emitor comun. Pentru aceasta, înlocuiți sarcina cu o rezistență  $R_C$ , astfel încît potențialul colectorului să fie 6 V. Cu cît se modifică acest potențial la o încălzire de 8°C ?

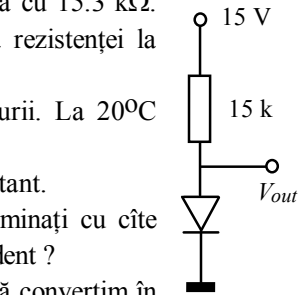


Fig. 8.21.

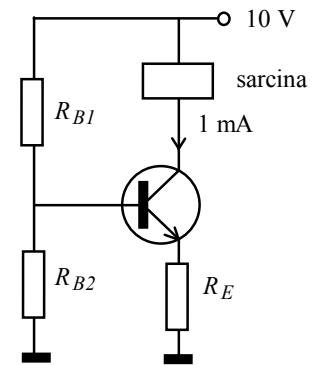
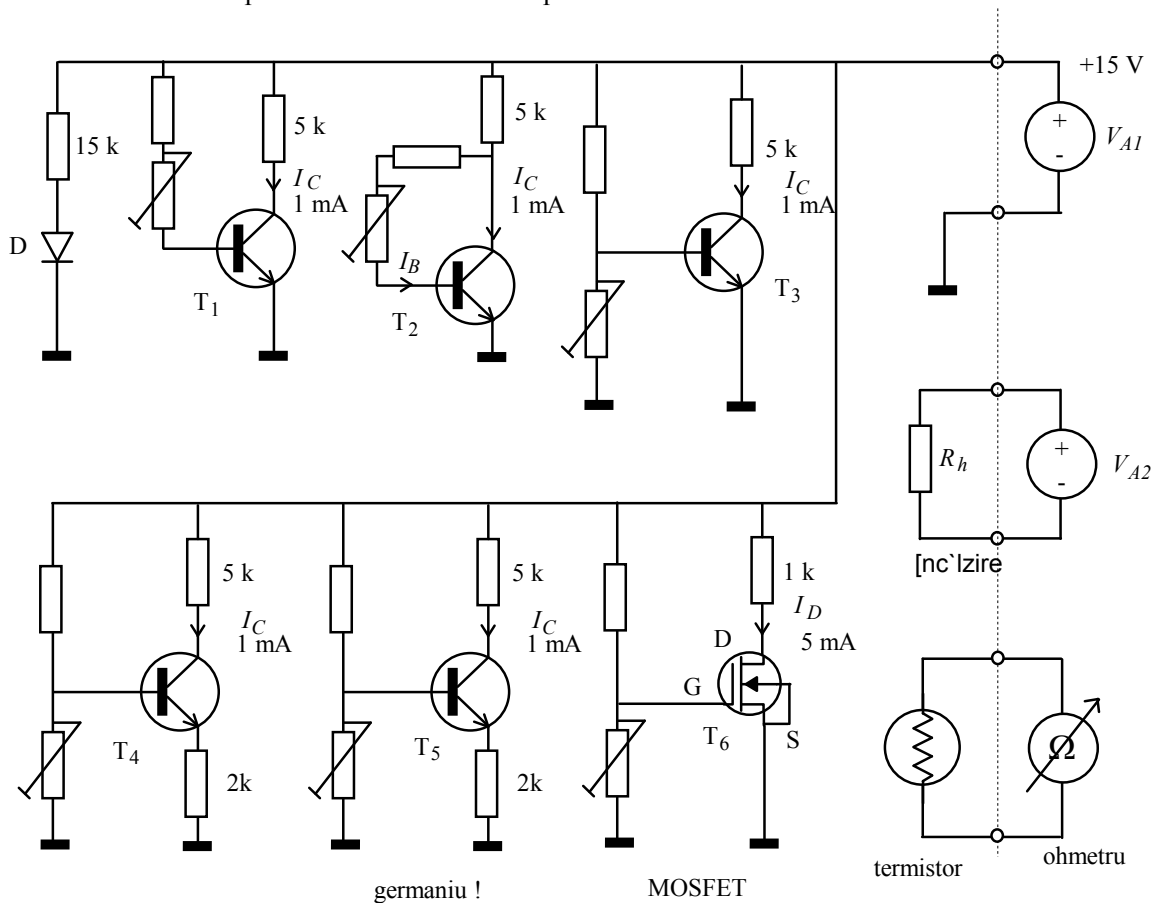


Fig. 8.23.

## Lucrare experimentală

### Desfășurarea experimentului

Vom studia deplasarea punctului de funcționare sub influența temperaturii la câteva circuite cu tranzistoare bipolare și cu efect de câmp. Variațiile de temperatură le vom măsura cu cel mai simplu "termometru electronic", o diodă polarizată direct la curent constant. Pentru că modificarea repetată a temperaturii cere mult timp, vom urmări, în același experiment, și variația rezistenței unui termistor, care altfel ar fi necesitat reluarea operației de schimbare a temperaturii.



rezistența de [nc`lzure  $R_h$ , dioda D, termistorul ]i toate tranzistoarele sunt [n foarte bun contact termic

Fig. 8. 24.

Aveți pe planșetă circuitele din Fig. 8.24. Curentul diodei D este practic constant deoarece diferența  $V_{A1} - V_D$  (care cade pe rezistența  $R_1$ ) se va modifica doar cu  $120 \text{ mV}/15 \text{ V} = 0.8 \%$  la variația de  $60^\circ \text{ C}$  pe care intenționăm să o producem. Astfel, tensiunea pe diodă va scădea cu aproximativ  $2 \text{ mV}$  pe grad, și ne va permite să estimăm variația de temperatură cu o precizie mai bună de  $10 \%$ , suficientă pentru scopul nostru.

Tranzistoarele  $T_1$ - $T_4$  sunt din siliciu și au fost alese să aibă factorii  $\beta$  aproximativ egali. Ele vor fi polarizate inițial, la temperatura camerei la aceeași valoare a curentului de colector  $I_C^{(0)} = 1 \text{ mA}$ . Modurile lor de polarizare sunt însă diferite: polarizare fixă, polarizare colector bază, polarizare la  $V_{BE} \cong \text{const.}$  și

autopolarizare (cu rezistență în emitor). Valoarea rezistenței din emitor va asigura o cădere de tensiune pe aceasta de 2 V.

Cea mai bună stabilitate termică o va prezenta circuitul de autopolarizare, construit în jurul tranzistorului  $T_4$ . Exact în aceeași configurație este conectat și tranzistorul  $T_5$ , cu germaniu. El ne va permite să facem o comparație între stabilitatea tranzistoarelor cu germaniu și a celor cu siliciu. Tot pentru comparație am introdus tranzistorul  $T_6$  de tip MOSFET cu canal indus; pentru el comportarea termică avantajoasă apare la urenți mai mari, așa că îl vom polariza inițial la un curent de 5 mA.

După ce v-ați desenat pe caiet schemele circuitelor pe care le veți studia, alimentați planșeta de la sursa de alimentare  $V_{A1}$  de 15 V și ajustați fin punctul de funcționare la fiecare tranzistor. Nu veți măsura direct curenții de colector și, respectiv, drenă (explicați de ce) ci potențialele față de masă ale nodurilor respective. Valorile rezistențelor au fost astfel alese încât de fiecare dată va trebui să obțineți aceeași valoare: 10 V. După ce ați terminat de ajustat polarizările, măsurați și notați-vă tensiunea pe dioda D, care va fi termometrul nostru.

Să nu uităm termistorul Th. Trecem ohmetrul pe scara de 100 k $\Omega$ , îl etalonăm dacă este nevoie și îl conectăm a bornele termistorului. Citim valoarea rezistenței și o notăm. Aveți multe valori de măsurat, așa că este bine să vă construiți un tabel ca cel de mai jos.

	Potențialul de colector (sau drenă) al tranzistoarelor (V)						
Tensiunea pe diodă (mV)	$T_1$	$T_2$	$T_3$	$T_4$	$T_5$	$T_6$	Rezistența termistorului ( $\Omega$ )

Leagați acum la planșetă și sursa de alimentare  $V_{A2}$ , **după ce ați reglat-o la tensiune nulă**. Ea va încălzi rezistența de putere  $R_h$  care este montată în foarte bun contact termic cu dioda D, termistorul și toate tranzistoarele. Creșteți la 1 V valoarea tensiunii și urmăriți încălzirea diodei D prin scăderea tensiunii la bornele sale. Când scăderea încetează, rezistența de încălzire, dioda și tranzistoarele au ajuns la un echilibru termic. Măsurați, în aceste condiții, tensiunea pe diodă și potențialele de colector (drenă) ale tuturor tranzistoarelor. Citiți și noua valoare a rezistenței termistorului.

Creșteți cu încă un volt tensiunea de încălzire, așteptați să se realizeze echilibrul termic și reluați măsurătorile. Repetați procedeul pînă cînd temperatura a crescut cu aproape 60 de grade față de cea inițială (120 mV scădere a tensiunii pe diodă).

### Prelucrarea rezultatelor pentru tranzistoare

După ce ați terminat măsurătorile trebuie să interpretați rezultatele. Construim un alt tabel, pentru aceste rezultate.

	Curenții de colector (sau drenă) ai tranzistoarelor (mA)						
$\Delta\theta$ ( $^{\circ}\text{C}$ )	$T_1$	$T_2$	$T_3$	$T_4$	$T_5$	$T_6$	Rezistența termistorului ( $\Omega$ )
0	1.0	1.0	1.0	1.0	1.0	5.0	

Mai întîi, din valorle tensiunii pe diodă calculați  $\Delta\theta = \theta - \theta_{ini}$ , știind că tensiunea scade cu aproximativ 2 mV pe grad. Apoi, din potențialele de colector și drenă ale tranzistoarelor determinați valorile curenților

respectivi. Dacă vreunul din circuite a ajuns cumva în saturație, notați asta explicit pentru că în acest caz curentul nu mai este determinat de variația parametrilor tranzistorului.

Desenați apoi, pentru toate tranzistoarele cu siliciu, pe același grafic, dependențele  $I_C = f(\Delta\theta)$ . Comparați-le și formulați o concluzie în privința stabilității termice ale diferitelor variante de polarizare.

Comparați acum tranzistorul cu germaniu și tranzistorul cu siliciu cu același tip de circuit de polarizare (tranzistoarele  $T_4$  și  $T_5$ ), desenând pe același grafic dependențele  $I_C = f(\Delta\theta)$ . Formulați o concluzie. Adăugați, pe același grafic și dependența  $I_D/5 \text{ mA} = f(\Delta\theta)$  obținută pentru tranzistorul MOSFET. Comparați-o cu dependența de la tranzistorul cu siliciu și formulați o concluzie.

### Prelucrarea rezultatelor pentru termistor

Vom prelucra acum datele de la termistor. Mai întâi, ca să ne facem o idee asupra modului cum variază rezistența sa, reprezentăm grafic  $R = f(\Delta T)$  în coordonate liniare. Cum este dependența rezistenței sale? Formulați o concluzie.

În continuare, încercăm să verificăm dacă el respectă relația teoretică. Dacă la temperatura  $T_0$  (în Kelvin) el are rezistența  $R_0$ , atunci dependența  $R = f(T)$  se scrie sub forma

$$R = R_0 e^{B\left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_0}\right)} = R_0 e^{-B\left(\frac{\Delta T}{T_0^2(1 + \Delta T/T_0)}\right)}$$

unde  $B$  este o constantă ce caracterizează termistorul. Împărțind la  $R_0$  și logaritmînd, obținem

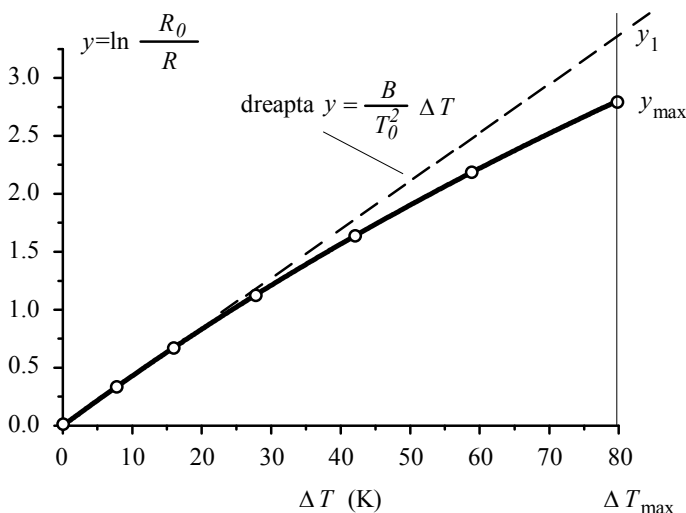
$$y = \ln R_0/R = \frac{B}{T_0^2} \frac{1}{1 + \Delta T/T_0} \Delta T.$$

Reprezentăm și noi grafic dependența  $y = \ln R_0/R = f(\Delta T)$ ,  $R_0$  fiind rezistența măsurată la temperatura inițială (ambientă). Ce formă aproximativă are graficul? Puteți estima cu cîte procente pe grad scade rezistența termistorului?

Temperatura inițială era în jur de 300 K așa că pentru variații  $\Delta T$  nu foarte mari a doua fracție din relația precedentă este practic unitară. Graficul ar trebui să fie, deci, în prima sa porțiune o linie dreaptă cu panta  $B/T_0^2$ . "Fităm" o dreaptă printre punctele experimentale la  $\Delta T \leq 20$  K, îi măsurăm panta și cu  $T_0 \cong 300$  K estimăm parametrul  $B$  al termistorului.

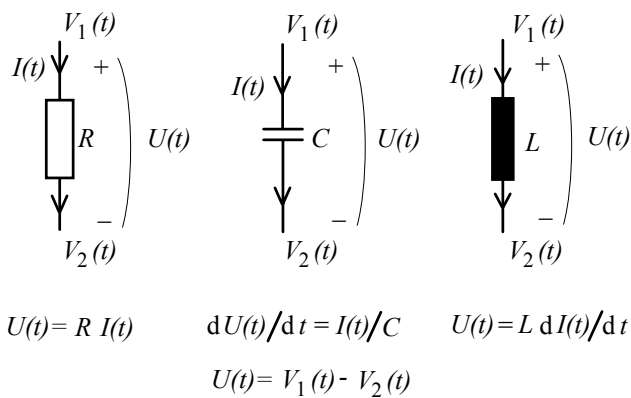
Putem să obținem direct din grafic informații asupra temperaturii inițiale. Extrapolăm spre dreapta graficului linia dreaptă cu care am fitat anterior și măsurăm la ce valoare  $y_1$  ajunge ea la  $\Delta T = \Delta T_{\max}$ . Pe de altă parte, graficul experimental, care este descris de relația neliniară, va ajunge la o valoare  $y_{\max}$  de  $1 + \Delta T_{\max}/T_0$  ori mai mică. De aici putem să estimăm temperatura inițială  $T_0$

$$T_0 = \Delta T_{\max} \frac{1}{y_1/y_{\max} - 1}.$$



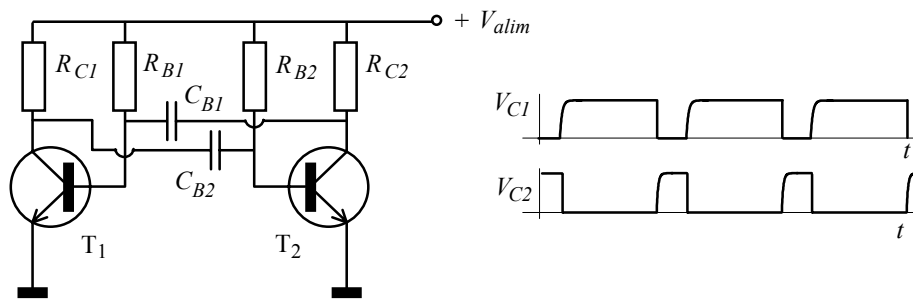


## Rezistoare, condensatoare și inductoare; aplicații în circuite electronice



9.1. Prezentare generală; utilizarea în regim de comutație 3

9.2. Regimul sinusoidal; filtre 43



## 9.1. Prezentare generală; utilizarea în regim de comutație

1.A. Rezistoare 4

1.B. Condensatoare 5

1.C. Utilizarea condensatoarelor în circuite de comutație 8

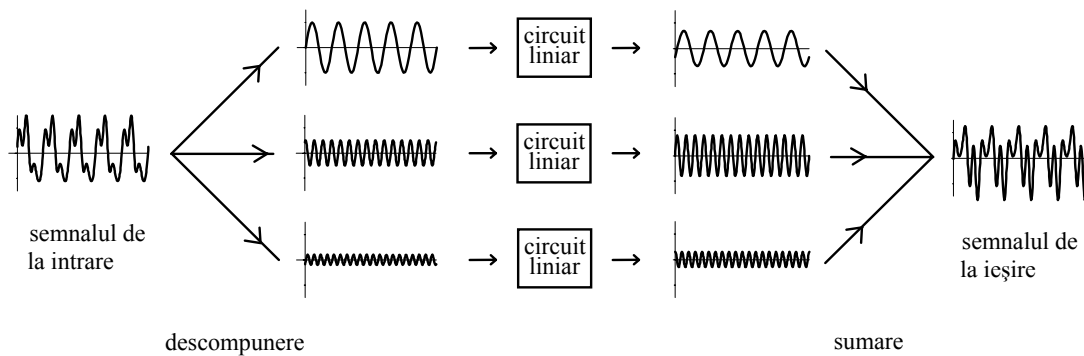
1.D. Circuite liniare cu rezistoare și condensatoare 16

1.E. Inductoare 19

1.F. Transformatorul 25

Probleme rezolvate 33, probleme propuse 36

Lucrare experimentală 39



## 9.2. Regimul sinusoidal; filtre

2.A. Circuite liniare 43

2.B. Regimul sinusoidal permanent 47

2.C. Filtru trece-jos 50

2.D. Filtru trece-sus 54

2.E. Funcții de transfer Laplace 56

2.F. Filtre trece-bandă 60

2.G. Răspunsul la semnal treaptă 66

Probleme rezolvate 74, programul Winlap 77, probleme propuse 79

Lucrare experimentală 82

## 9.1. Prezentare generală; utilizarea în regim de comutație

Știți despre condensatoare că nu permit trecerea curentului continuu iar la curent alternativ defazază curentul cu  $\pi/2$  înaintea tensiunii, avînd reactanța  $1/(\omega C)$ . Cît despre inductoare, ele defazază curentul cu  $\pi/2$  în urma tensiunii, au reactanța  $\omega L$ , iar la întreruperea curentului produc tensiuni de autoinducție pe care n-ați putut niciodată să le calculați.

Este momentul ca toate acestea să capete semnificații clare și precise: curentul continuu care nu vrea să treacă prin condensatoare, întreruperea curentului printr-un inductor, curentul alternativ pentru care vorbim despre defazaje și reactanțe. Aceasta deoarece **aplicațiile concrete** ale acestor elemente de circuit nu pot fi înțelese bazîndu-ne pe niște afirmații generale ce conțin termeni insuficient clarificați.

În prima secțiune a capitolului vom începe cu prezentarea relațiilor temporale ce descriu funcționarea acestor dispozitive și vom continua cu prezentarea unor aplicații generale, cum sunt **integratorul** și **derivatorul**, și a unora bazate pe schimbarea periodică a stării unui comutator. A doua secțiune este rezervată **regimului sinusoidal** și prezentării comportării **filtrelor**. Importanța conceptelor și rezultatelor din acest capitol depășește cu mult granițele electronicii, întrucît circuitele RLC sunt descrise de ecuații diferențiale liniare ordinare, cu coeficienți constanți, comportarea lor fiind astfel similară cu aceea a multor sisteme mecanice, termice, biologice, economice, etc.

### 1.A. Rezistoare

Rezistoarele sunt elemente de circuite cu două borne (dipoli) care respectă legea lui Ohm. Pentru regimul de curent continuu (cînd toate potențialele și toți curenții nu depind de timp), expresia ce le descrie funcționarea este

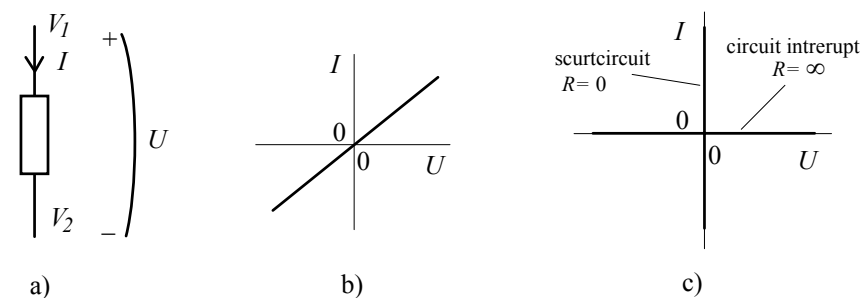


Fig. 9.1. Rezistorul (a), caracteristica sa statică (b) și caracteristica statică în cazurile extreme  $R = 0$  și  $R = \infty$  (c)

$$U = V_1 - V_2 = I \cdot R \quad (9.1)$$

unde convenția pentru potențiale și curent este aceea din Fig. 9.1 a): curentul intră la nodul de potențial ridicat. Această convenție este numită **convenție de consumator (receptor)** și ea va fi utilizată în continuare și la condensatoare și inductoare.

Relațiile de funcționare pentru rezistoare, condensatoare și inductoare vor fi scrise în convenția de consumator (curentul intră pe la borna de potențial ridicat).

Mărimea  $R$  din relația (9.1) este **constantă și pozitivă**; astfel intensitatea curentului este proporțională cu tensiunea la bornele rezistorului. Mărimea constantă  $R$  este numită **rezistență electrică**. Reprezentarea grafică  $I = f(U)$  este **caracteristica statică** curent-tensiune a rezistorului și are forma unei linii drepte ce trece prin origine (Fig. 9.1 b).

În cazul extrem în care  $R = 0$  (scurtcircuit), caracteristica statică se confundă cu axa verticală, curentul putînd lua orice valoare dar tensiunea fiind nulă, așa cum se vede în desenul c) al figurii. Pe de altă

parte, dacă  $R = \infty$  (circuit întrerupt), caracteristica statică se confundă cu axa orizontală, tensiunea putând lua orice valoare iar curentul fiind todeauna nul.

Dacă potențialele și curenții au o dependență de timp, relația de funcționare a rezistorului se scrie

$$\boxed{U(t) = I(t) \cdot R}; \quad (9.2)$$

curentul la un anumit moment depinde numai de tensiunea la momentul respectiv; aceasta înseamnă că

rezistorul este un element de circuit fără memorie.

În plus, dependența (9.2) este una de gradul întâi;

rezistorul este un dispozitiv liniar.

Relația (9.2) mai spune un lucru interesant: rezistența  $R$  fiind o constantă pozitivă, tensiunea și curentul au în orice moment același semn, curentul intrând pe la nodul de potențial ridicat. În consecință, rezistorul este în orice moment un consumator de energie.

## 1.B. Condensatoare

Două armături metalice separate printr-un strat dielectric formează un condensator. La încărcarea celor două armături cu sarcinile  $Q$  și, respectiv,  $-Q$  ( $Q > 0$ ), câmpul electric (concentrat practic numai între armături) produce, între acestea, o diferență de potențial, armătura încărcată pozitiv având potențialul mai ridicat (Fig. 9.2 a). Tensiunea între armături este proporțională cu sarcina

$$\boxed{U = V_1 - V_2 = \frac{1}{C} \cdot Q}; \quad (9.3)$$

constanta  $C$  pozitivă fiind **capacitatea electrică**.

În cazul regimului de curent continuu, când potențialele sunt constante, și sarcina de pe condensator este constantă; aceasta înseamnă că intensitatea curentului este identic nulă. Astfel, **caracteristica statică** curent-tensiune a unui condensator este aceea din Fig. 9.2 b): curentul este nul iar tensiunea poate lua orice valoare. Este aceeași caracteristică statică cu a unui rezistor cu  $R = \infty$  (circuit întrerupt). Acest rezultat este exprimat adesea prin expresiile "curentul continuu nu trece prin condensator" sau "condensatorul se comportă la curent continuu ca un circuit întrerupt". Din acest motiv,

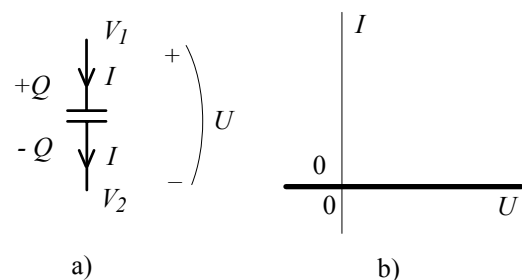


Fig. 9.2. Condensatorul (a) și caracteristica sa statică (b).

la analiza regimului de curent continuu al unui circuit electric, condensatoarele trebuie ignorate.

Ce se întâmplă însă când potențialele nu sunt constante în timp? Relația (9.3) este valabilă la orice moment de timp

$$U(t) = Q(t) \cdot \frac{1}{C}; \quad (9.4)$$

prin derivarea acesteia și utilizarea definiției intensității prin cantitatea de sarcină transportată în unitatea de timp  $I(t) = dQ(t)/dt$ , relația de funcționare a condensatorului capătă forma

$$\boxed{\frac{dU(t)}{dt} = \frac{d[V_1(t) - V_2(t)]}{dt} = \frac{1}{C} \cdot I(t)} \quad (9.5)$$

De data aceasta, curentul care intră în armătura 1 nu mai este nul. Cum în orice moment sarcinile de pe armături sunt egale și de semn opuse, același curent părăsește armătura 2, ca în Fig. 9.2 a). Acest fapt este adesea exprimat prin expresii de tipul "curentul variabil trece prin condensator". Relația anterioară arată că

viteza de variație a tensiunii pe condensator este în orice moment proporțională cu intensitatea curentului.

Dependența între derivata tensiunii și intensitatea curentului este una de gradul întâi; astfel

condensatorul este un element liniar de circuit.

Datorită egalității între derivata unei funcții și panta graficului său, într-o reprezentare  $U = f(t)$ , accesibilă uzual cu ajutorul osciloscopului, panta forme de undă a tensiunii este proporțională cu intensitatea din acel moment. De exemplu, dacă tensiunea pe un condensator cu valoarea de  $1000 \mu\text{F}$  are evoluția din Fig. 9.3 a), nu avem decât să calculăm pantele în câteva puncte cheie și obținem forma de undă a curentului din desenul b) al figurii.

Putem exprima relația de funcționare a condensatorului și sub formă integrală

$$\boxed{U(t) = U(0) + \frac{1}{C} \int_0^t I(t') dt'} \quad (9.6)$$

ea ne arată că tensiunea pe condensator la un moment dat nu depinde numai de intensitatea curentului la acel moment ci de întreaga evoluție în timp a lui  $I(t)$ . Astfel,

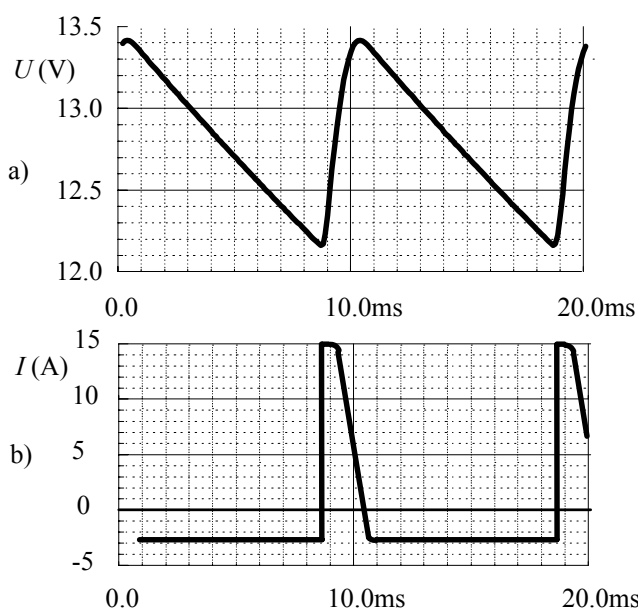


Fig. 9.3. Formele de undă ale tensiunii și curentului pentru un condensator de  $1000 \mu\text{F}$ ; curentul la un moment dat este capacitatea înmulțită cu panta dependenței tensiunii.

condensatorul este un dispozitiv de circuit cu memorie.

*Observație: Memoriile ROM (read only memory) funcționează pe acest principiu. Izolația între armături este atât de bună încât condensatoarele își păstrează sarcina electrică ani de zile.*

Trebuie să accentuăm că, în relațiile anterioare, pentru tensiune și curent avem **aceleași convenții de sensuri ca și pentru rezistor**; această uniformizare a convențiilor este foarte utilă, mai ales dacă intenționăm să și folosim aceste relații.

Dar înainte de a scrie și rezolva ecuații diferențiale, relația de funcționare (9.5) ne spune un lucru esențial, peste care se trece cu superbă indiferență în majoritatea textelor de electricitate. Deoarece viteza de

variație a tensiunii este proporțională cu intensitatea instantanee a curentului iar aceasta din urmă este todeauna finită,

tensiunea pe un condensator nu poate avea variații instantanee.

În consecință,

dacă potențialul unei armături este forțat să efectueze o variație instantanee  $\Delta V$ , potențialul celeilalte armături suferă exact aceeași variație instantanee  $\Delta V$ .

Această proprietate nu este trivială, deoarece tensiunea pe un rezistor și tensiunea pe un inductor ideal pot avea variații instantanee. Importanța proprietății reiese foarte clar din problema prezentată în Fig. 9.4, pe care aveți puține șanse să o găsiți în culegerile de probleme de electricitate. Comutatorul K a fost trecut în poziția A de foarte mult timp, astfel încât a fost atins regimul de curent continuu, potențialul punctului M fiind la  $V_{\text{alim}}/2 = 3 \text{ V}$  iar tensiunea pe condensator fiind egală tot cu 3 V. La momentul  $t = 0$ , comutatorul este trecut brusc în poziția B, ca în desenul b) al figurii. Care sunt valorile potențialului punctului M și curenților prin rezistoare **imediat după comutare** ?

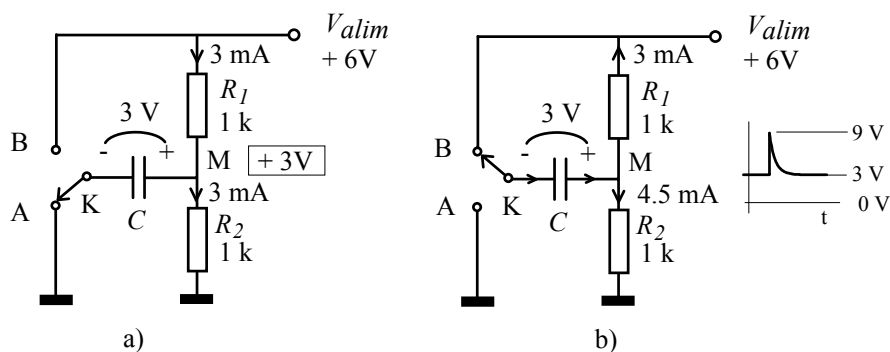


Fig. 9.4. Deoarece tensiunea pe condensator nu poate avea variații instantanee, la trecerea bruscă a comutatorului din poziția A în poziția B potențialul punctului M ajunge, în primul moment după comutare, la 9 V. Pe desenul b) sunt trecute valorile curenților imediat după comutare și este desenată evoluția în timp a potențialului punctului M.

Deoarece tensiunea de pe condensator nu suferă variații instantanee, în primul moment după comutare armătura din dreapta va continua să se găsească tot cu 3 V deasupra armăturii din stânga, ajungând astfel la 9 V. Astfel, potențialul punctului M sare brusc de la valoarea de 3 V la valoarea de 9 V, **deasupra tensiunii de alimentare** !. După cum vedeți, tensiunile pe rezistoare au variații instantanee. Legea lui Ohm permite determinarea valorilor curenților imediat după comutare. Se observă că prin  $R_1$  circulă un curent orientat acum înspre sursa de alimentare.

*În programa de fizică pentru liceu din Franța, continuitatea tensiunii pe condensator și a curentului prin inductor este specificată explicit; din fericire, această programă n-a fost însăilată de către specialiștii curriculumiști ai ministerului de profil de pe Dîmbovița.*

Aceeași ecuație  $dU(t)/dt = I(t)/C$  ne mai spune un lucru important: **mărimile  $I(t)$  și  $U(t)$  nu sunt obligate să aibă mereu semne identice**, așa cum se întâmpla la rezistor. Astfel, condensatorul poate fi în anumite momente consumator de energie iar în altele generator de energie. După o prelucrare simplă, relația (9.5) conduce la expresia energiei electrice primite de condensator de la restul circuitului

$$\boxed{dW = U(t)I(t)dt = d\left[CU^2(t)/2\right]} \quad (9.7)$$

Energia nu este disipată ci înmagazinată la creșterea lui  $|U(t)|$  și apoi redată circuitului la scăderea modulului tensiunii.

### 1.C. Utilizarea condensatoarelor în circuite de comutație

Proprietatea condensatorului de a memora tensiunea între bornele sale este utilizată pe larg în electronică. Prezentăm, în continuare, trei aplicații: producerea de pulsuri de curent, eșantionarea și memorarea, și sursele de alimentare în comutație.

#### Producerea unor pulsuri intense de curent; sudura în puncte

La cuplarea bruscă a unui condensator încărcat, în paralel pe o rezistență, tensiunea în primul moment este aceeași cu cea la care a fost încărcat iar valoarea curentului în primul moment este dată, pur și simplu, de legea lui Ohm. Dacă rezistența are valoare mică, se obțin pulsuri de curent mult mai intense decât curentul necesar pentru încărcarea inițială a condensatorului. De exemplu, încărcarea unui condensator de 10 000  $\mu\text{F}$  printr-o rezistență de 1  $\text{k}\Omega$  poate fi considerată practic încheiată după un timp egal cu  $5RC = 50$  s. Dacă tensiunea sursei este de 50 V, curentul de încărcare este de maximum  $50 \text{ V}/1 \text{ k}\Omega = 50 \text{ mA}$ . Descărcând condensatorul prin rezistența de contact de 0.01  $\Omega$  dintre un fir metalic și o suprafață metalică, curentul de descărcare ajunge în primul moment la 5 000 A datorită valorii mici a rezistenței de contact; descărcarea durează însă numai 0.5 ms. Degajarea energiei înmagazinate de condensator (12.5 J) într-un timp atât de scurt provoacă topirea locală a metalelor și se poate realiza sudura în puncte a celor două piese.

#### Eșantionarea și memorarea

Un voltmetru numeric convertește informația analogică, reprezentată de o tensiune electrică, într-un număr. Dacă dorim să urmărim evoluția în timp a unei tensiuni, conversia analog-numerică trebuie efectuată periodic, obținându-se o secvență de numere; spunem că am digitizat semnalul. Fiecare număr trebuie să reprezinte mărimea semnalului la un moment foarte bine precizat; pe de altă parte, procesul de conversie are nevoie de un anumit timp  $T_{conv}$ , interval suficient de lung pentru ca semnalul să evolueze semnificativ și să nu mai știm ce am convertit de fapt. Din acest motiv, se efectuează prelevarea mărimii semnalului la momente de timp bine precizate, echidistante, operație numită **eșantionare (sampling** în engleză), așa cum se vede în Fig. 9.5.

Valoarea obținută este memorată până la eșantionarea următoare, astfel încât convertorul are suficient timp să o convertească într-un număr. Acest proces de **stocare** a unei informații în formă **analogică** este numit în engleză **holding** iar circuitul care realizează eșantionarea și memorarea este cunoscut sub numele de **sample and hold** (prescurtat adesea **S/H**).

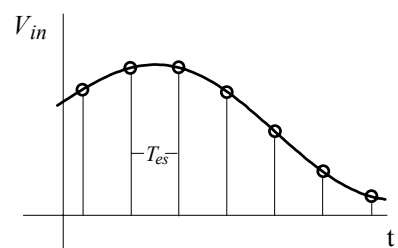


Fig. 9.5. Eșantionarea unui semnal cu variație continuă în timp.

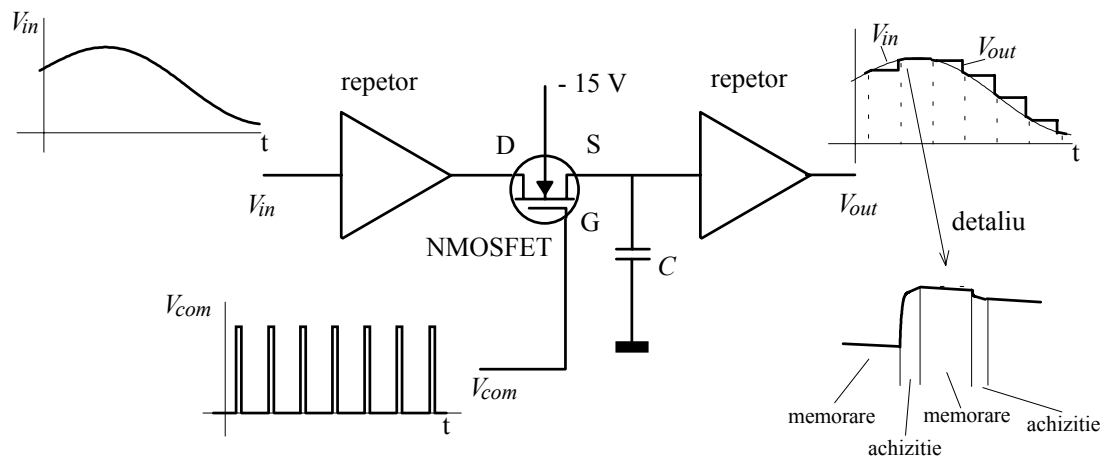


Fig. 9.6. Circuit de eșantionare și memorare.

Un asemenea circuit este prezentat în Fig. 9.6. Blocurile reprezentate prin triunghiuri sunt repetoare de tensiune cu impedanță de intrare foarte mare (cu efect de câmp la intrare) și impedanță de intrare foarte mică. Tranzistorul NMOS cu canal indus joacă rolul unui comutator. El este adus în conducție periodic, de către semnalul  $V_{com}$ , cu perioada de eșantionare  $T_{es}$  și rămâne în conducție un timp scurt, numit **timp de achiziție**, în care condensatorul se încarcă la tensiunea semnalului de intrare. Între achiziții, tranzistorul este blocat și tensiunea pe condensator rămâne practic constantă. În detaliul din dreapta jos se poate observa ușoara descărcare a condensatorului în timpul intervalului de memorare (mărimea descărcării este exagerată intenționat pentru a fi vizibilă).

### Condensatorul zburător

Atunci când două condensatoare sunt legate în paralel, sarcina se redistribuie extrem de rapid deoarece rezistența firelor de legătură este foarte mică; se poate arăta ușor că dacă cele două capacități sunt egale, **tensiunea finală este media aritmetică a celor două tensiuni inițiale**. Pe acest principiu funcționează sursa de alimentare din Fig. 9.7: condensatorul  $C_1$  este încărcat de la sursa de alimentare  $+V_{alim}$  (desenul a) apoi deconectat complet de acolo și legat în paralel pe condensatorul  $C_2$  de capacitate egală cu  $C_1$  (desenul b), procesul fiind repetat periodic. La conectarea cu  $C_2$  legăturile condensatorului  $C_1$  sunt inversate (armătura superioară este acum legată la masă); astfel tensiunea produsă la ieșire este **negativă**. În desenul c) este reprezentată evoluția în timp a modulului tensiunii de ieșire imediat după pornirea sursei. La fiecare ciclu, diferența  $V_{alim} - |V_{out}|$  se reduce la jumătate, modulul tensiunii de ieșire ajungând rapid la o valoare staționară ce este practic egală cu  $V_{alim}$ .

Această sursă de alimentare face parte dintre sursele **în comutație (switching power supply)** și este cunoscută sub numele de **pompă de sarcină (electrică !)** sau **cu condensator comutat (charge pump sau flying capacitor** în limba engleză). Ea este utilă în special atunci când se dispune de o sursă de alimentare pozitivă (de exemplu de +5 V, pentru circuitele integrate digitale) dar există și câteva circuite care au nevoie de o tensiune de alimentare negativă de curent mic.

Am considerat pînă acum că nu există un consumator conectat la sursa de alimentare. Dacă presupunem că avem un consumator care cere curentul  $I_0$ , tensiunea de ieșire va avea un riplu  $\Delta V_{out} = I_0 T / C$  unde  $T$  este perioada procesului de comutare., așa cum se vede în desenul d) al figurii



Încărcarea lui  $C_2$  se va face numai pînă la  $|V_{out\ max}| = V_{alim} - \Delta V_{out}$  așa că tensiunea de ieșire medie va fi  $|V_{out\ med}| = V_{alim} - 1.5\Delta V_{out}$ .

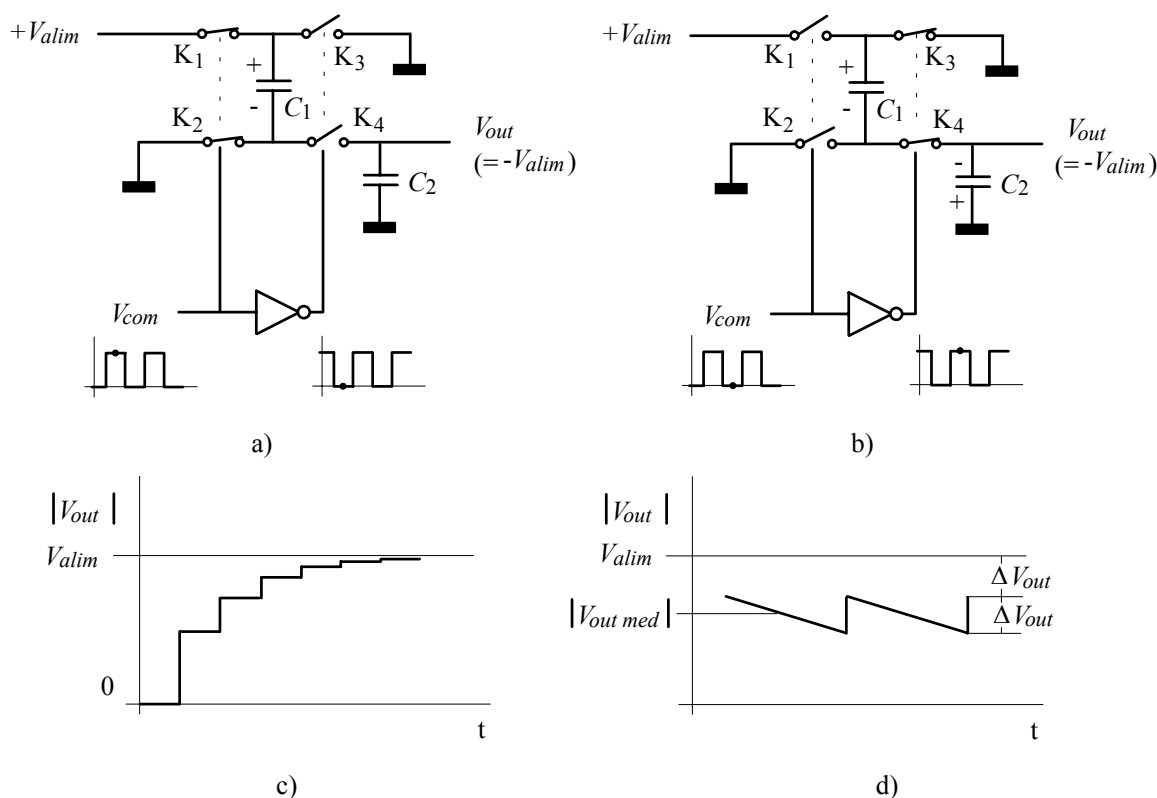


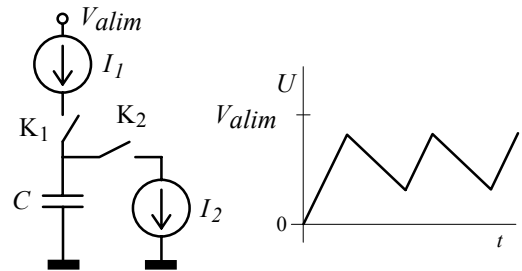
Fig. 9.7. Sursă de alimentare cu pompă de sarcină.

Valoarea absolută a tensiunii de ieșire va avea, deci, expresia  $V_{alim} - 1.5 \frac{T}{C} I_0$ , sursa de alimentare avînd o rezistență internă  $R_{out} = 1.5 \cdot T/C$ . La o frecvență de comutare de 20 kHz și o capacitate de 10  $\mu\text{F}$ , această rezistență internă este de 7.5  $\Omega$ . Dacă vă mai aduceți aminte, la redresorul clasic urmat de condensatorul de filtrare,  $V_{out\ max}$  nu cobora de la valoarea de vîrf a sinusoidei astfel că rezistența lui internă era  $R_{out} = 0.5 \cdot T/C$ , de trei ori mai mică decît la sursa cu pompă de sarcină.

Dacă luăm în considerație și rezistențele nenule ale comutatoarelor  $K_1$ - $K_4$ , înțelegem de ce sursa cu pompă de sarcină nu poate fi utilizată decît pentru curenți de cîteva zeci de mA, adică doar pentru alimentarea cîtorva circuite integrate ce se încăpăținează să ceară tensiune de alimentare negativă. Din fericire, toată arhitectura sursei (generatorul semnalului de comandă, inversorul și comutatoarele) este disponibilă de-a gata sub forma unui circuit integrat (de exemplu MAX680 de la Maxim sau LTC1026 de la Linear Technology); dumneavoastră nu trebuie să aduceți decît sursa de alimentare pozitivă și cele două condensatoare.

### Încărcarea și descărcarea unui condensator

Merită să analizăm în detaliu încărcarea și descărcarea unui condensator, deoarece aceste procese sunt utilizate la producerea unor diverse forme de undă. Cel mai simplu experiment se poate realiza cu surse ideale de curent care mențin constant curentul de încărcare și, respectiv, descărcare (Fig. 9.8 a). Cum viteza de variație a tensiunii pe condensator este  $I(t)/C$ , tensiunea pe condensator crește sau scade cu viteză constantă, deci avînd o dependență liniară de timp, așa cum se vede în desenul b) al figurii.



a)

b)

Prin încărcarea (descărcarea) unui condensator prin surse ideale de curent se obțin tensiuni liniar variabile în timp (triunghiulare, dinți de fierăstrău, etc).

Fig. 9.8. Încărcarea și descărcarea periodică a unui condensator prin surse de curent.

Acest procedeu este utilizat de către **generatoarele de funcții**, care sunt aparate de laborator ce produc semnale de tensiune de diferite forme simple (dreptunghiulară, trapezoidală, triunghiulară, sinusoidală, etc.).

Să abordăm acum descărcarea unui condensator, încărcat inițial la o tensiune  $U_0$ , **printr-o rezistență de valoare  $R$**  (Fig. 9.9). Imediat după stabilirea contactului de către întrerupătorul  $K$ , valoarea curentului, determinată din legea lui Ohm, este  $U_0/R$ . Prin rezistor, curentul circulă de la potențial ridicat la potențial coborât, descărcînd astfel condensatorul (curentul iese din armătura încărcată pozitiv). Viteza de scădere a tensiunii este, deci, în primul moment,

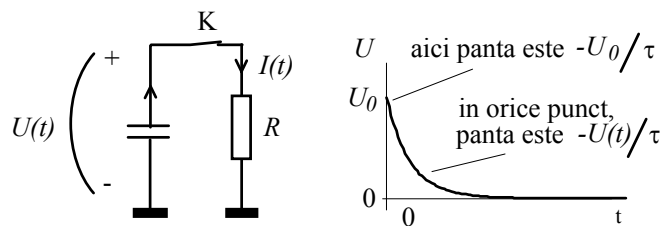


Fig. 9.9. Descărcarea unui condensator printr-o rezistență.

$$\left. \frac{dU}{dt} \right|_{t=0} = -\frac{U_0}{RC} = -\frac{U_0}{\tau}, \quad (9.8)$$

unde am notat cu  $\tau$  produsul  $RC$ , care are dimensiuni de timp (de exemplu  $1 \text{ M}\Omega \cdot 1 \mu\text{F} = 1 \text{ s}$ ).

Apoi, la orice moment, tensiunea scade cu o viteză proporțională chiar cu valoarea instantanee a tensiunii.

$$\frac{dU(t)}{dt} = -\frac{1}{\tau} U(t). \quad (9.9)$$

Cunoașteți vreo funcție care să aibă derivata proporțională cu funcția însăși dar cu semn schimbat? Sigur că da, este binecunoscuta funcție exponențială  $e^{at}$  a cărei derivată este  $a e^{at}$ . Este evident că  $a$  trebuie să fie  $-1/\tau$ ; astfel, evoluția în timp a tensiunii este descrisă de relația

$$U(t) = U_0 e^{-t/\tau}. \quad (9.10)$$

Funcția exponențială mai are o proprietate interesantă, asupra căreia nu ați avut poate timp să vă opriți la cursurile de matematică: ea generalizează **progresia geometrică**, adică pe orice interval de variație  $\Delta T$  valoarea funcției se multiplică cu același factor constant, indiferent de unde începe această variație. Întodeauna, pe un interval de timp  $\tau$  tensiunea scade de  $e \cong 2.71$  ori. În practică este mult mai comod să folosim alte numere; cum pe scala unui aparat analogic  $1/100$  din valoarea de capăt de scală este practic zero, este bine să ținem minte după cât timp exponențiala scade sub  $1/100$  din valoarea inițială: acest interval de timp este egal cu  $5\tau$ .

La trecerea unui interval de timp de  $5\tau$ , tensiunea scade sub o sutime din valoarea inițială.

Prin alte părți ale lumii, unde nu s-a uitat că fizica este o știință experimentală, acest lucru este cunoscut ca **regula celor  $5\tau$** . Dacă urmăriți evoluția pe ecranul osciloscopului, este puțin probabil să puteți decela  $1/100$  din scală; aici e mai bine să știți că după  $2.5 \cdot \tau$  exponențiala coboară la aproximativ o zecime din valoarea inițială.

Analizăm acum încărcarea condensatorului, de la o sursă de tensiune  $V_{alim}$ , printr-o rezistență de valoare  $R$  (Fig. 9.10). Pentru simplitate, vom presupune condensatorul ca fiind inițial descărcat. În primul moment după stabilirea contactului de către comutatorul  $K$ , tensiunea pe condensator este tot nulă (nu poate avea variații instantanee) așa că intensitatea inițială a curentului este  $V_{alim}/R$ . Acest curent curge prin rezistor de la potențial ridicat la potențial coborât, încărcând cu sarcina pozitivă armătura superioară. De aici putem determina ușor viteza de variație a tensiunii, imediat după stabilirea contactului

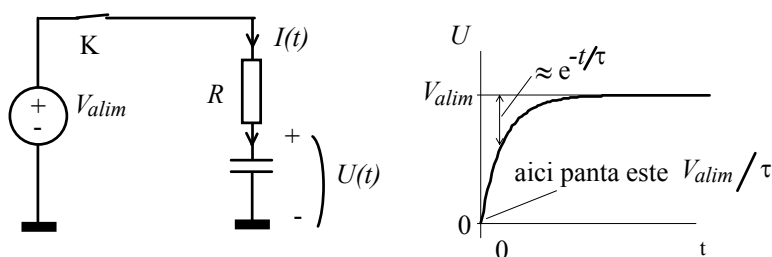


Fig. 9.10. Încărcarea unui condensator printr-un rezistor.

$$\left. \frac{dU}{dt} \right|_{t=0} = \frac{V_{alim}}{RC} = \frac{V_{alim}}{\tau} \quad (9.11)$$

Prin acumularea sarcinii pozitive aduse de curent pe armătura superioară, potențialul acesteia crește de la zero spre valoarea tensiunii de alimentare; în consecință, tensiunea pe rezistor scade tot timpul și deci scade și curentul de încărcare. Astfel, tensiunea pe condensator continuă să crească dar cu o viteză din ce în ce mai mică. La limită, această tensiune tinde la  $V_{alim}$  iar viteza ei de creștere, proporțională cu intensitatea curentului, tinde la zero.

Observați că am dedus o mulțime de informații despre evoluția  $U(t)$  **fără măcar să scriem ecuația diferențială** ce descrie comportarea circuitului. Dacă o rezolvăm, ajungem la expresia

$$U(t) = V_{alim}(1 - e^{-t/\tau}) \quad (9.12)$$

După  $5\tau$  de la începutul încărcării, diferența  $V_{alim} - U(t)$  scade la sub 1 % din valoarea sa inițială; putem considera încărcarea practic încheiată.

Dacă sunteți mai pretențioși, nu aveți decât să mai așteptați încă  $5\tau$ ; eroarea  $V_{alim} - U(t)$  scade de încă o sută de ori, ajungând la 0.0001 din tensiunea de alimentare. Orice voltmetru pe care îl aveți în laborator va spune că aveți  $U = V_{alim}$ .

### Circuitul monostabil

Circuitul din Fig. 9.11 are o stare stabilă care, dacă nimic nu se schimbă în circuit, este păstrată un timp nedefinit. Pentru aceasta, rezistența  $R_B$  se ia suficient de mică,  $R_B < \beta R_C$ , astfel încât tranzistorul să fie în saturație:  $V_C \cong 0$  și  $I_C \cong V_{alim}/R_C$ . La o comandă externă, circuitul trece într-o altă stare, cu tranzistorul blocat și  $V_C = V_{alim}$ , care este instabilă; ea durează un timp  $T_{mono}$ , determinat numai de elementele circuitului după care circuitul revine singur la starea stabilă. Rezultatul este producerea unui puls de tensiune, la un moment de timp dictat din exterior dar cu o durată determinată de circuit. Un asemenea circuit este un **circuit basculant monostabil** (denumit și **one-shot** în limba engleză).

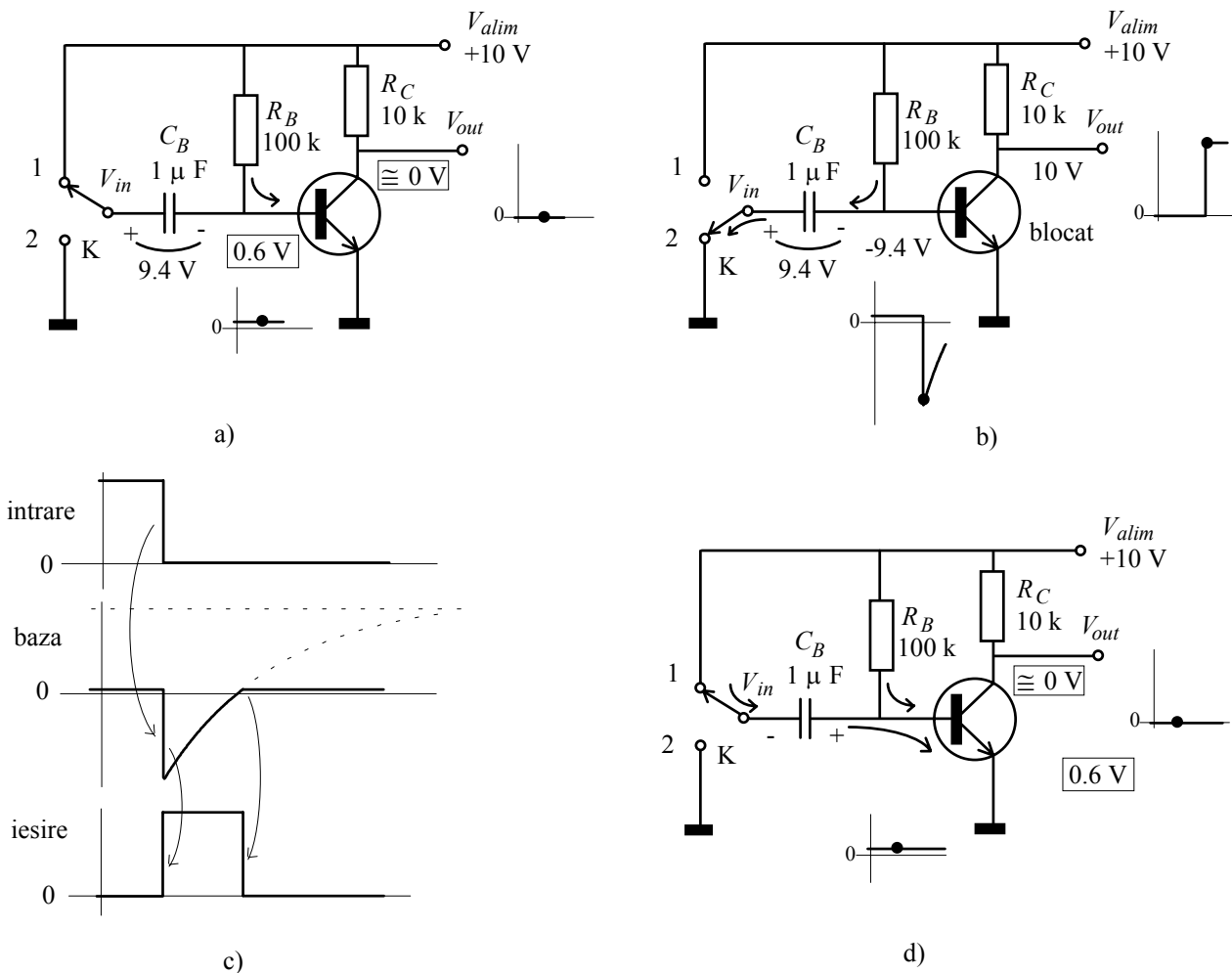


Fig. 9.11. Circuit basculant monostabil; pe diagrama din desenul c), săgețile reprezintă relațiile cauză-efect.

Să presupunem că avem comutatorul K în poziția 1; potențialele și tensiunile sunt cele din desenul a) al figurii. Apoi, la un anumit moment, poziția comutatorului K se schimbă (desenul b), armătura din stînga a condensatorului este legată brusc la masă, potențialul ei coborînd instantaneu cu  $V_{alim} = 10\text{ V}$ . Cum tensiunea pe condensator nu se poate modifica instantaneu, și potențialul bazei va coborî cu aceeași cantitate, ajungînd în primul moment la  $V_B = 0.6\text{ V} - V_{alim} = -9.4\text{ V}$ . Joncțiunea bază-emitor este acum polarizată

invers și, ca urmare, tranzistorul se blochează, curentul de colector se anulează brusc și colectorul urcă la potențialul alimentării  $V_C = V_{alim}$ . Spunem că monstabilul a fost **anclanșat**, **amorsat** sau **trigerat** (termen de jargon provenit din limba engleză). În textele de limbă engleză se spune, uneori, chiar că a fost "aprins" (fired).

Această situație nu este, însă, stabilă; prin rezistorul  $R_B$  sosește un curent care începe să încarce cu sarcina pozitivă armătura din dreapta a condensatorului. Joncțiunea bază-emitor, fiind invers polarizată, este ca și inexistentă: avem încărcarea unui condensator de la sursa cu tensiunea  $V_{alim}$  prin rezistența  $R_B$ . Diferența  $V_{alim} - V_B$ , care ajunsese în primul moment la 19.4 V, scade exponențial cu constanta de timp  $\tau = R_B C_B$  astfel, potențialul  $V_B$  s-ar duce la  $V_{alim}$  dacă nu ar exista tranzistorul, așa cum se poate vedea pe formele de undă din desenul c). Tranzistorul este, însă, la locul lui și când  $V_B$  ajunge la 0.6 V joncțiunea bază emitor se deschide, obligînd potențialul să rămîna la această valoare. Curentul de bază este suficient pentru a readuce tranzistorul în saturație, potențialul colectorului revenind la  $V_C \cong 0$ .

Rezultatul schimbării poziției comutatorului este producerea unui puls de tensiune la ieșire. Durata lui poate fi calculată aproximativ dacă ținem seama că diferența  $V_{alim} - V_B$  a scăzut aproape la jumătate; o exponențială coboară la 0.5 din valoarea inițială într-un timp  $\tau \cdot \ln(2) \cong 0.7 \cdot \tau$ . Astfel,

durata pulsului este aproximativ  $0.7 \cdot R_B C$ .

Revenim acum cu comutatorul în poziția 1; condensatorul își modifică foarte rapid tensiunea deoarece sarcina de pe armătura din dreapta este repede evacuată spre masă prin joncțiunea bază-emitor deschisă (desenul c). Pulsul intens de curent din bază provoacă, pentru scurt timp, intrarea și mai adîncă în saturație a tranzistorului dar scăderea tensiunii colector-emitor, inițial de cîteva zecimi de volt, este ne semnificativă. Trecerea comutatorului în starea 1 nu are nici un efect vizibil asupra tensiunii de ieșire.

Circuitul monostabil prezentat are însă o deficiență: după anclanșare, semnalul de intrare trebuie să rămîna la valoarea zero tot timpul cît durează starea instabilă. Din această cauză, el nu este utilizat **ca atare** ci numai în structura altui circuit basculant pe care îl vom prezenta mai tîrziu. Ca circuit monostabil se utilizează în general configurația din Fig. 9.12. Circuitul din jurul tranzistorului  $T_2$  este exact monostabilul anterior; de data aceasta comanda lui se face din colectorului tranzistorului  $T_1$ . Cum starea stabilă a lui  $T_2$  este cea de saturație ( $V_{C2} = 0$ ), tranzistorul  $T_1$  este menținut prin  $R_{B1}$  cu baza la potențialul masei, deci blocat ( $V_{C1} = V_{alim}$ ). Ca și în cazul anterior, cuplarea la masă a armăturii din stînga a condensatorului anclanșează monostabilul aducînd colectorul lui  $T_2$  la  $V_{C2} = V_{alim}$ . Deosebirea este că acum prin  $R_{B1}$  este adus în saturație tranzistorul  $T_1$  care menține, astfel, la masă armătura din stînga **chiar în absența scurtcircuitului oferit de comutator**, deoarece are potențialul colectorului aproape zero.

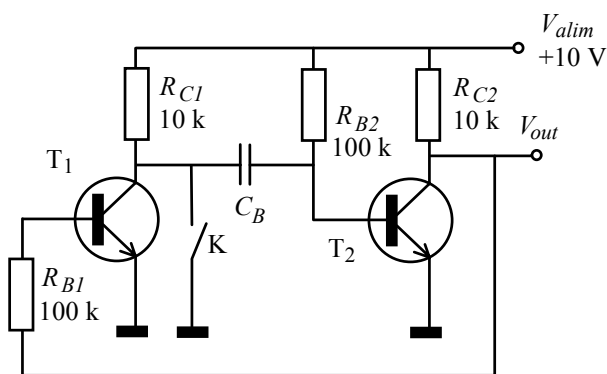


Fig. 9.12. Monostabil cu două tranzistoare.

După anclanșare, nu mai este necesar să ținem comutatorul K în stare de conducție; este suficient doar un scurtcircuit la masă de durată scurtă.

La fel de bine putem anclanșa monostabilul prin aplicarea unui puls pozitiv scurt pe baza lui  $T_1$ , care să-l aducă în saturație. Comanda pe bază este mult mai sensibilă, dar și mai puțin imună la paraziți.

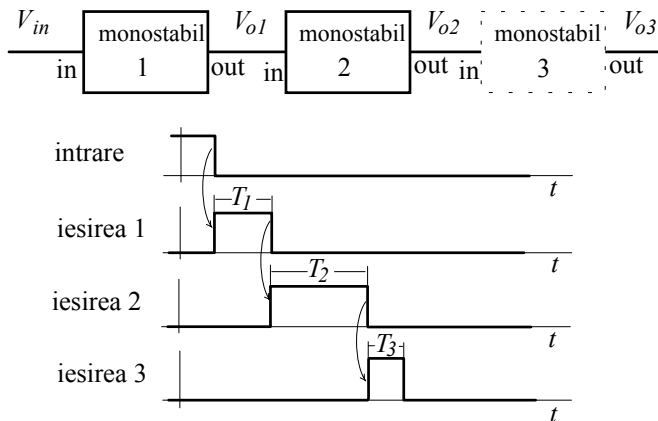


Fig. 9.13. Legarea în cascadă a mai multor monostabile; săgețile curbe de pe diagramele semnalelor reprezintă relațiile cauzale.

Rezultatul este producerea unui puls de durată  $T_2$  dar care începe cu întârzierea  $T_1$  față de comanda inițială.

Două monostabile legate în cascadă pot fi utilizate pentru producerea unor pulsuri de anumită durată cu întârziere bine precizată față de semnalul de comandă; primul monostabil dictează întârzierea iar al doilea durata pulsului.

Dacă structura se extinde, prin adăugarea altor monostabile, starea de excitație în care este adus primul este transmisă apoi de la unul la celălalt, fiecare monostabil contribuind cu o întârziere egală cu timpul lui propriu.

### Circuitul astabil (multivibratorul)

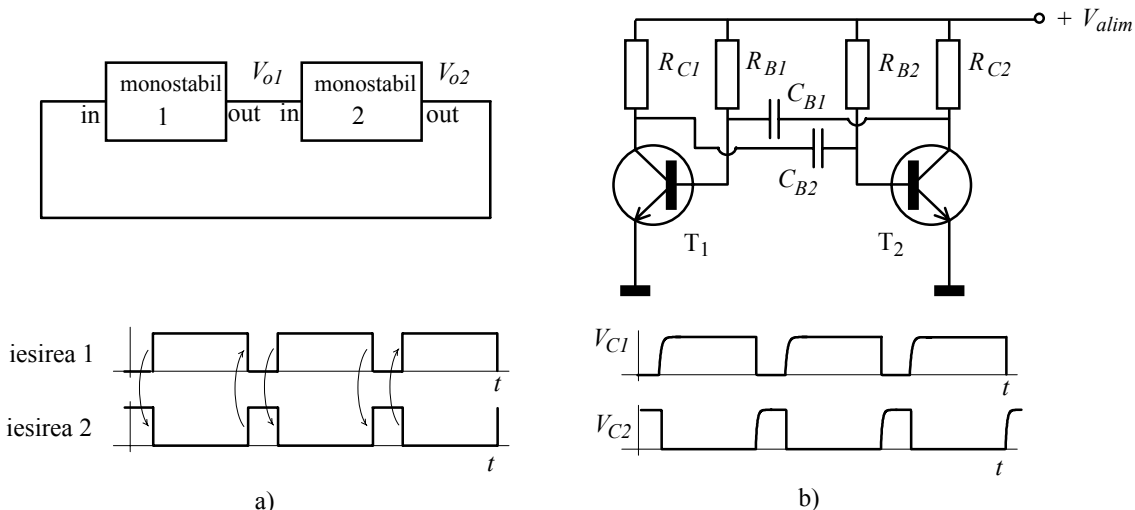


Fig. 9.14. Multivibratorul: schema bloc cu două monostabile (a) și realizarea sa cu două tranzistoare bipolare (b).

Să ne mulțumim numai cu două astfel de monostabile legate în cascadă, dar să închidem cerul, legînd ieșirea celui de-al doilea la intrarea primului, ca în Fig. 9. 14 a). Să presupunem că primul monostabil este anclanșat (nu discutăm, pentru moment, cum). După trecerea timpului  $T_1$  el se relaxează dar, concomitent, îl

Circuitul monostabil cu un singur tranzistor din Fig. 9.11 era anclanșat la tranziția sus-jos a potențialului de intrare, adică **pe frontul negativ (descendent)**. Ce se întâmplă dacă legăm două astfel de circuite în cascadă, ca în Fig. 9.13 ? La tranziția descendentă a semnalului de intrare, primul monostabil este anclanșat și potențialul ieșirii sale  $V_{o1}$  sare brusc la  $V_{alim}$ . După scurgerea timpului  $T_1$  (propriu acestui monostabil) potențialul  $V_{o1}$  revine rapid la zero. Numai că aici este legată intrarea celui de-al doilea monostabil care este anclanșat de această tranziție, urcîndu-și la  $V_{alim}$  potențialul său de ieșire. Această stare durează un timp  $T_2$  (timpul propriu al monostabilului 2) după care totul revine la normal: ambele monostabile cu ieșirea la potențialul zero.

anlanșează pe cel de-al doilea. Acesta rămîne în starea instabilă intervalul  $T_2$  după care se relaxează și el. În experimentul anterior lucrurile se opreau aici, dar acum la ieșirea lui este legată intrarea primului, care este anlanșat din nou și procesul se reia de la început. Fiecare din cele două monostabile, în momentul revenirii la starea relaxată, îl anlanșează pe celălalt și circuitul în ansamblu nu mai ajunge niciodată în vreo stare stabilă. Am obținut, astfel, un oscilator numit **multivibrator** sau **circuit basculant astabil**. Formele de undă de la ieșirile celor două monostabile sunt aproximativ dreptunghiulare și sunt în antifază, cînd o ieșire este la  $V_{alim}$  cealaltă este la 0.

Realizînd monostabilele (pentru economie) în varianta cu un singur tranzistor și redesenînd schema astfel încît să apară clar simetria ei, ajungem la configurația clasică din Fig. 9.14 b), pe care o puteți întîlni în majoritatea textelor de electronică. Perioada fomei de undă generate este

$$T = T_1 + T_2 \cong 0.7 \cdot (R_{B1}C_{B1} + R_{B2}C_{B2}) \quad (9.13)$$

Se poate observa că tranzițiile ascendente ale potențialelor colectoarelor nu sunt abrupte; pentru a crește potențialul de colector tranzistorul nu poate decît să-și întrepă curentul de colector, este treaba rezistenței din colector să tragă în sus (**pull-up** în limba engleză) potențialul colectorului. Dar acest lucru nu se poate face decît încărcînd condensatorul legat în colector, ceea ce explică forma acestui front, tipică pentru încărcarea unui condensator printr-o rezistență. Constantele de timp ale exponențialelor după care se face tranziția ascendentă a colectoarelor 1 și 2 sunt, în consecință,  $R_{C1}C_{B2}$  și respectiv  $R_{C2}C_{B1}$ . Păstrînd constante intervalele  $T_1$  și  $T_2$ , o formă de undă mai apropiată de cea dreptunghiulară nu se poate obține decît prin micșorarea rezistențelor de colector, ceea ce implică mărirea curentului la care lucrează tranzistoarele.

Creșterea vitezei de comutare a multivibratorului se poate realiza prin mărirea curenților de colector.

Analiza funcționării circuitului a plecat de la premiza că unul din monostabile este deja anlanșat. Această anlanșare are loc în momentul cuplării tensiunii de alimentare; datorită neidentității perfecte a celor două monostabile, unul din tranzistoare se duce mai rapid decît celălalt spre regimul de saturație și, în consecință, îl "aruncă" pe acesta din urmă în starea instabilă (starea blocată). Dacă exagerați însă cu micșorarea rezistențelor din bază, în intenția intrării cît mai adînci în saturație, puteți avea probleme cu amorsarea oscilațiilor.

Atunci cînd aveți nevoie de un multivibrator, puteți face economie de timp prin utilizarea a două monostabile disponibile ca circuite integrate (găsiți chiar două monostabile pe capsulă); nu trebuie decît să adăugați cele două rezistențe și cele două condensatoare care determină duratele de timp. O altă soluție este utilizarea unui circuit integrat specializat cum este clasicul 555; el nu funcționează după principiul din Fig. 9.14 a), fiind un **oscilator de relaxare** asemănător cu cel studiat la capitolul despre tranzistorul unijoncțiune.

### 1.D. Circuite liniare cu rezistoare și condensatoare

În aplicațiile studiate pînă acum aveau loc schimbări periodice ale stării unui comutator. Chiar dacă între comutări circuitul ascultă de niște ecuații liniare, funcționarea sa în ansamblu nu este liniară deoarece comutatorul schimbă periodic setul de ecuații ce descrie circuitul. Ne ocupăm acum de două circuite care conțin fiecare numai un rezistor și un condensator și care sunt într-adevăr **liniare**. La intrare, tensiunea poate evolua în timp după o lege  $V_{in}(t)$  arbitrară. Ce putem spune despre evoluția tensiunii de ieșire  $V_{out}(t)$  ?

### Integratorul RC

Circuitele cu rezistoare și condensatoare pot face însă lucruri mult mai interesante decât să comute brusc niște potențiale. De exemplu, ele pot efectua operații care țin de analiza matematică: integrarea și derivarea unor funcții de variabilă timp. Un astfel de circuit este cel din Fig. 9.15, cunoscut sub numele de **integrator RC**.

La intrarea lui se aplică un semnal de tensiune  $V_{in}(t)$  variabil în timp. Să presupunem că în tot timpul procesului este îndeplinită inegalitatea

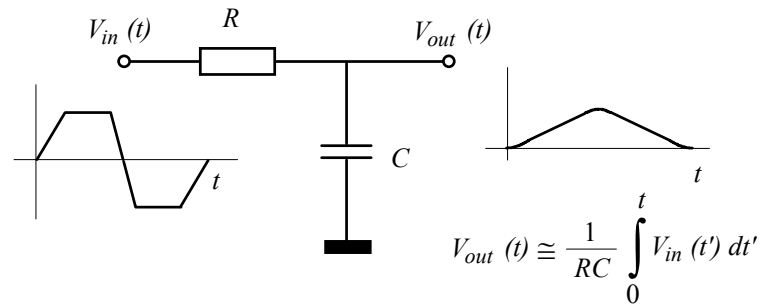


Fig. 9.15. Integratorul RC.

$$|V_{out}(t)| \ll |V_{in}(t)|, \quad (9.14)$$

condensatorul neavînd timp să se încarce semnificativ. Vom reveni mai târziu asupra modului în care semnalul de intrare asigură îndeplinirea acestei condiții, deocamdată să acceptăm că ea este satisfăcută. În consecință, curentul de încărcare al condensatorului este dictat practic numai de tensiunea de intrare

$$I(t) = \frac{V_{in}(t) - V_{out}(t)}{R} \cong \frac{V_{in}(t)}{R}. \quad (9.15)$$

Tensiunea pe condensator (identică cu cea de ieșire) se obține prin integrala curentului, conform relației (9.6); considerînd condensatorul inițial descărcat, obținem

$$V_{out} \cong \frac{1}{RC} \int_0^t V_{in}(t') dt' \cong \frac{1}{T_i} \int_0^t V_{in}(t') dt' \quad (9.16)$$

Tensiunea de ieșire este aproximativ proporțională cu integrala tensiunii de intrare.

Din acest motiv, circuitul este numit **integrator** iar constanta  $T_i = RC$  este **timpul de integrare**.

Să vedem acum cum răspunde circuitul la un semnal de tensiune dreptunghiular care evoluează cu perioada  $T$  între nivelurile  $V_1$  și  $-V_1$  (Fig. 9.16 a). Dacă perioada semnalului este mult mai mică decât timpul de integrare

$$T \ll T_i \quad (9.17)$$

condensatorul nu are timp să se încarce semnificativ, intervalele de încărcare și descărcare alternîndu-se succesiv. Astfel, condiția  $|V_{out}(t)| \ll |V_{in}(t)|$  este îndeplinită și circuitul funcționează, cu bună aproximație, ca integrator. Deoarece prin integrarea unei constante se obține o dependență liniară de timp, forma tensiunii de ieșire este una triunghiulară, așa cum se vede în desenul b) al figurii.

Integratorul transformă o formă de undă dreptunghiulară într-una triunghiulară.



Dacă însă perioada semnalului este mult mai mare decât timpul de integrare,  $T \gg T_i$ , condensatorul se încarcă practic complet la fiecare palier al tensiunii de intrare și **forma de undă de la ieșire este aproape identică cu cea de la intrare** (desenul c). Fac excepție **fronturile** semnalului de ieșire care nu sunt verticale ci niște exponențiale, trădând existența condensatorului. Cu cât raportul  $T/T_i$  este mai mare, cu atât fronturile se apropie de niște segmente verticale, ca în semnalul de la intrare.

În regiunea intermediară, în care perioada este comparabilă cu timpul de integrare, condensatorul nu are timp să se încarce complet dar evoluția semnalului de ieșire nu este după segmente de dreaptă ci compusă din arce de exponențială, așa cum se poate observa în desenul d) al figurii.

În concluzie, pentru semnalul periodic dreptunghiular, integratorul RC se apropie în funcționare de un integrator ideal numai dacă perioada de repetiție este mult mai mică decât timpul de integrare. Vom vedea în secțiunea 9.2 că această concluzie poate fi extinsă pentru **orice semnal periodic cu medie nulă**.

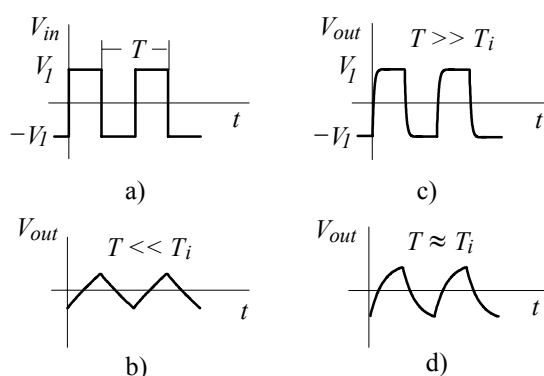


Fig. 9.16. Răspunsul integratorului RC la un semnal de intrare dreptunghiular (a): în situațiile în care  $T \ll T_i$  (b),  $T \gg T_i$  (c) și perioada comparabilă cu  $T_i$  (d). Desenele nu au scalele identice nici pentru tensiune și nici pentru timp.

### Derivatorul RC

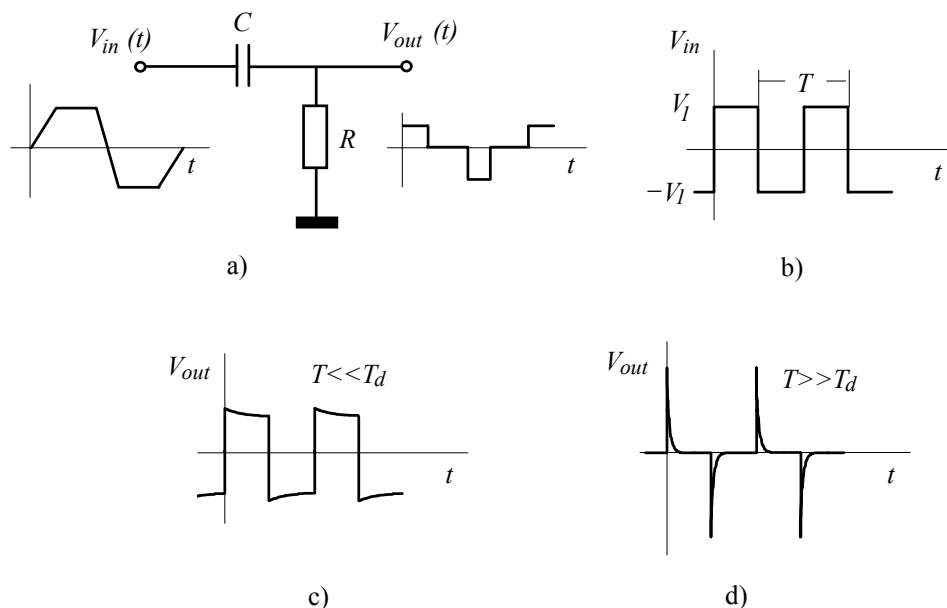


Fig. 9.17. Derivatorul RC.

Dacă schimbăm între ele rezistorul și condensatorul, ajungem la circuitul din Fig. 9.17 a), care este **derivatorul RC**. Vom presupune, din nou, că tensiunea de la ieșire este în modul mult mai mică decât cea de la intrare (vom vedea mai târziu cum trebuie să fie semnalul de intrare pentru asigurarea acestei condiții)

$$|V_{out}(t)| \ll |V_{in}(t)|. \quad (9.18)$$

Cu această aproximație, curentul prin condensator este

$$I(t) = C \frac{d[V_{in}(t) - V_{out}(t)]}{dt} \cong C \frac{dV_{in}(t)}{dt} \quad (9.19)$$

conducînd la expresia tensiunii de ieşire

$$V_{out}(t) \cong RC \frac{dV_{in}(t)}{dt} = T_d \frac{dV_{in}(t)}{dt} \quad (9.20)$$

unde constanta de timp  $RC$  este numită  **timp de derivare**.

Tensiunea de ieşire este aproximativ proporţională cu derivata tensiunii de intrare.

De multe ori, derivatorul analogic este excitat cu un semnal dreptunghiular (Fig. 9.17 b). Acesta violează clar condiţia  $|V_{out}(t)| \ll |V_{in}(t)|$  în momentul salturilor deoarece acolo derivata sa este infinită. Armătura din stînga a condensatorului suferă salturi instantanee de potenţial care se vor regăsi identic în semnalul de ieşire (desenul c al figurii 9.17).

În semnalul de ieşire al derivatorului RC se regăseşte cu amplitudine identică salturile instantanee ale semnalului de ieşire.

În restul timpului, potenţialul ieşirii tinde exponenţial la valoarea regimului de curent continuu, care este nulă. Dacă perioada semnalului este mult mai mică decît timpul de integrare, condensatorul se descarcă foarte puţin şi forma tensiunii de ieşire este asemănătoare cu cea a tensiunii de intrare. Fac excepţie palierele, care acum nu mai sunt orizontale ci nişte arce de exponenţială, trădînd faptul că ieşirea nu este legată la intrare în curent continuu ci prin intermediul unui condensator.

Un asemenea circuit se formează la intrarea unui osciloscop atunci cînd aceasta este cuplată "în alternativ": rezistenţa  $R$  este rezistenţa de intrare de  $1 \text{ M}\Omega$  a amplificatorului osciloscopului iar condensatorul  $C$  este introdus pentru a bloca componenta continuă a semnalului. Constanta de timp a circuitului este de cîteva secunde, ceea ce face ca pentru semnalele care au perioada mult mai mică de 1 secundă forma de undă afişată pe ecran să nu difere practic de forma reală. Cînd se urmăreşte însă un palier pe o durată de timp care se apropie de 1 s, în locul unei linii drepte orizontale, osciloscopul va arăta un arc de exponenţială, ca în Fig. 9.17 c).

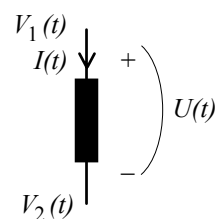
În situaţia opusă, în care perioada semnalului este mult mai mare decît timpul de derivare, condensatorul se descarcă rapid şi practic complet pe fiecare semialternanţă (Fig. 9.17 d). Semnalul de ieşire constă din nişte pulsuri scurte numite în jargon "spike-uri" (din englezescul spike). Aceste pulsuri apar în momentele în care semnalul de intrare are variaţie bruşte, au semnul acestor variaţii şi amplitudinea egală cu amplitudinea variaţiilor. Circuitul este utilizat astfel ca **detector de fronturi (edge detector)**.

## 1.E. Inductoare

Prin bobinarea unui conductor de rezistenţă neglijabilă, de multe ori pe un miez cu permeabilitatea magnetică mare, se obţine un inductor. În cazul inductorului ideal, fluxul magnetic ce străbate spirele sale este produs exclusiv de curentul care trece prin inductor; se neglijează astfel efectul perturbator, prin cuplaj magnetic, pe care îl poate resimţi acesta din partea celorlalte porţiuni ale circuitului. Considerînd pentru

tensiune și curent aceeași convenție de sensuri utilizată la rezistor și condensator (Fig. 9.18), relația ce descrie funcționarea inductorului ca element de circuit este

$$U(t) = V_1(t) - V_2(t) = L \cdot \frac{dI(t)}{dt} \quad (9.21)$$



unde constanta pozitivă  $L$  este inductanța sa, măsurată în Henry. Aceasta are valori de pe la 10 nH (câteva spire bobinate în aer) pînă la zeci și sute de H în cazul bobinelor cu multe spire și miez cu permeabilitate magnetică mare.

Fig. 9.18. Inductorul.

Tensiunea la bornele unui inductor este proporțională cu viteza de variație a curentului.

*Observație: În relația anterioară nu este vorba despre tensiunea electromotoare indusă; aceasta este un concept esențial în tratarea fenomenului inducției electromagnetice care stă la baza funcționării inductorului dar incomod pentru cel care chiar utilizează inductoare deoarece ceea ce se poate măsura cu osciloscopul sunt evoluțiile potențialelor la capetele inductorului. Cum în relația anterioară apare o tensiune electrică (diferență de potențial electrostatic) convenția de sens pentru ea este complet independentă de convenția aleasă pentru sensul curentului. Dacă aceste alegeri sunt făcute ca la rezistor, curentul intrînd în inductor pe la capătul de potențial ridicat, factorul constant este  $+L$  și nu  $-L$  ca la relația  $e = -L \frac{dI}{dt}$  pe care o știți de la electricitate.*

În regimul de curent constant, derivata  $dI/dt$  este nulă și, deci, tensiunea la bornele inductorului este nulă, indiferent de valoarea curentului.

Inductorul se comportă la regim de curent continuu ca un scurtcircuit.

Dacă la bornele unui inductor se leagă o sursă ideală de tensiune, care are la început tensiunea constantă  $E$ , ca în Fig. 9.19 a), conform relației (9.21) de funcționare a inductorului, curentul va crește cu viteza  $E/L$  constantă, adică liniar în timp (desenul b). Intensitatea va crește continuu după această lege, atîta timp cît sursa de tensiune și inductorul mai pot fi considerate ideale. Dacă tensiunea sursei ideale se modifică în timp, viteza de creștere a curentului se va modifica și ea, fiind în orice moment  $E/L$ .

Relația (9.21) ne mai spune un lucru extrem de important: deoarece tensiunea la bornele inductorului este întodeauna finită,

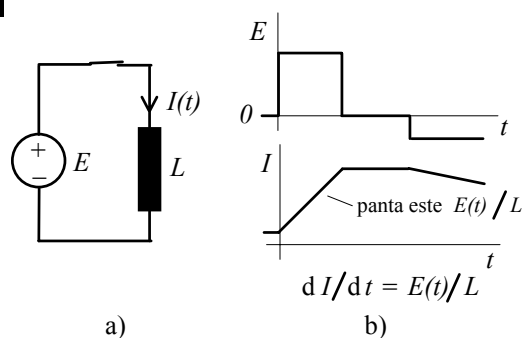


Fig. 9.19. Conectarea unei surse ideale de tensiune la un inductor.

curentul prin inductor nu poate avea variații instantanee.

Acastă proprietate ne ajută să înțelegem ce se întîmplă în circuitul din Fig. 9.20. Curentul prin inductor este inițial nul iar la momentul  $t = 0$  întrerupătorul K este adus în conducție. Curentul prin rezistor

sare brusc de la zero la valoarea constantă  $E/R$ , cerută de legea lui Ohm, iar curentul prin inductor începe să crească cu viteza  $E/L$  constantă.

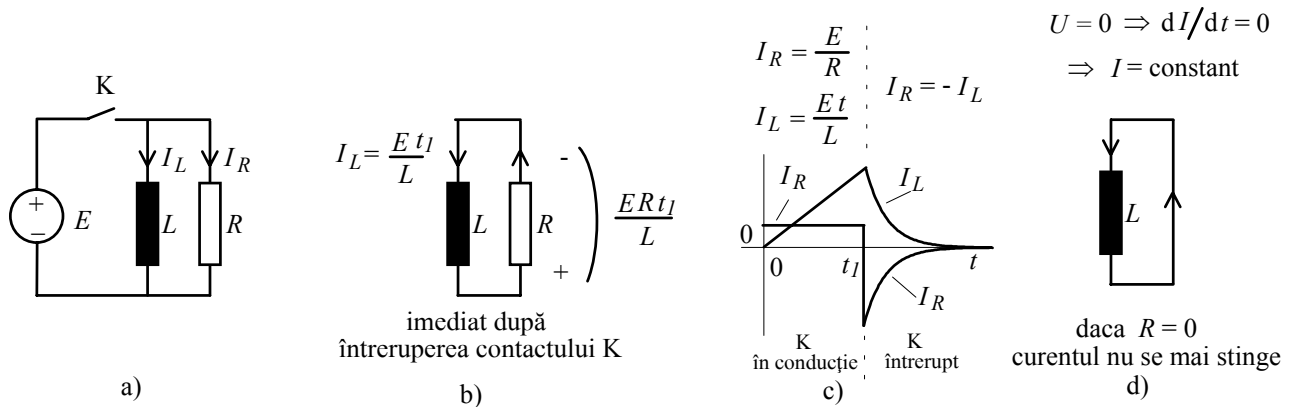


Fig. 9.20. Curentul prin inductor nu poate avea variații instantanee: după întreruperea contactului K, el are în primul moment valoarea anterioară întreruperii dar circulă pe singura cale posibilă, prin rezistor.

La un anumit moment însă,  $t = t_1$ , contactul K se întrerupe, separând sursa de tensiune de restul circuitului. **Curentul prin inductor își păstrează în primul moment valoarea  $Et_1/L$ , curgînd prin rezistor**, ca în desenul b) al figurii. Pentru aceasta, inductorul produce în primul moment tensiunea  $ERt_1/L$ . Apoi, ecuația (9.21) împreună cu legea lui Ohm determină, așa cum se vede în desenul c), o stingere exponențială a curentului, după legea

$$I_L(t) = I_0 e^{-\frac{R}{L}t} = I_0 e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (9.22)$$

unde  $I_0 = Et_1/L$ ,  $\tau = L/R$  este **constanta de timp a circuitului** iar timpul  $t$  se măsoară începînd cu întreruperea contactului.

În ciuda a ceea ce ne-ar putea spune intuiția, scăderea curentului devine mai lentă la micșorarea rezistenței  $R$ ; cu rezistență nulă (Fig. 9.20 d), constanta de timp este infinită, curentul continuă să treacă prin circuit un timp nedefinit fără să dea cel mai mic semn că ar intenționa să scadă. **Acest experiment a fost realizat** cu materiale supraconductoare și, după doi ani, micșorarea curentului a fost mai mică decît valoarea pe care o puteau decela aparatele.

În experimentul anterior, inductorul a avut la dispoziție o ramură de circuit (rezistorul) prin care să forțeze continuarea curentului care trecea prin el. Să încercăm să ne purtăm fără menajamente și, după stabilirea unui curent mic, de 1 mA, produs de o baterie de ceas printr-un inductor, să punem ambele mâini pe conductorul de legătură și să-l rupem brusc. Curentul nu va mai avea pe unde să treacă și va scădea instantaneu la zero. Dar, surpriză ! Corpul nostru are sigur o rezistență finită (de ordinul a 100 k $\Omega$ ) și la bornele inductorului apare brusc tensiunea de **autoinducție** care determină trecerea curentului de 1 mA prin corpul nostru. Conform legii lui Ohm, această tensiune trebuie să fie inițial de 100 V, scăzînd apoi exponențial cu constanta de timp  $\tau = L/R$ . Dacă inductanța este suficient de mare, energia primită poate să blocheze inima și tentativa de a păcăli inductorul să ne fie fatală. Ce se întîmplă, însă, dacă ne luăm măsuri de precauție și, în momentul întreruperii circuitului, între capetele acestuia nu se găsește rezistența corpului nostru ci cîțiva milimetri de aer, care este practic un izolator (cu o rezistență electrică imensă) ? Ei bine, și tensiunea de autoinducție va fi imensă, de ordinul a zeci de mii de volți, atît cît trebuie pentru **străpungerea**

aerului printr-o scînteie spectaculoasă, care continuă în primul moment curentul inițial. Și tot acest efort pentru un curent de numai 1 mA !

Dacă circuitul prin care curgea curentul inductorului se întrerupe brusc, inductorul va produce prin autoinducție o tensiune care va avea exact mărimea necesară pentru străpungerea izolatoarelor și asigurarea în primul moment a aceleiași valori a curentului dim momentul anterior întreruperii.

Relația  $U(t) = L \cdot d I(t)/d t$  care descrie funcțioarea inductorului ideal poate fi pusă și sub forma integrală

$$I(t) = I_0 + \frac{1}{L} \int_0^t U(t') dt' \quad (9.23)$$

arățînd că

inductorul este un element de circuit liniar, cu memorie.

Dacă tensiunea  $U(t)$  rămîne mult timp cu aceeași polaritate, integrala din relația precedentă, egală cu aria de sub graficul funcției  $U(t)$ , ajunge la valori mari, ceea ce conduce la intensități mari ale curentului și, în consecință, ale cîmpului magnetic. Dacă inductorul are un miez magnetic, acesta ajunge la saturație, ceea ce determină, așa cum vom vedea în problema rezolvată de la finalul secțiunii 9.1, creșterea explozivă a curentului. Limitarea acestuia este făcută de către rezistențele proprii ale inductorului și sursei de alimentare (dacă nu sunt prea mici), de către circuitul de protecție al sursei de alimentare (dacă este destul de rapid) sau, cel mai frecvent, prin distrugerea unui element de circuit.

Relația  $U(t) = L dI(t)/dt$  arată că nu există o legătură directă între semnele lui  $U(t)$  și  $I(t)$ , inductorul comportîndu-se în unele momente ca un consumator de energie electrică iar în altele ca un generator. Din relație rezultă că energia electrică primită de el se poate scrie ca  $dW(t) = U(t)I(t)dt = d[LI^2(t)/2]$ ; ea nu este disipată ci înmagazinată de inductor și înapoiată circuitului atunci cînd  $|I(t)|$  scade.

### Producerea de pulsuri de înaltă tensiune

Am văzut în experimentul din Fig. 9.20 că prin întreruperea circuitului de alimentare și forțarea curentului inductorului să treacă printr-o rezistență de valoare mare se obțin pulsuri de tensiune cu amplitudinea mult mai mare decît tensiunea de alimentare. Cu cît rezistența este mai mare, cu atît pulsul este mai înalt dar se și stinge mai repede; pentru a-i asigura o durată utilă inductanța  $L$  trebuie să fie suficient de mare.

O astfel de aplicație se întîlnește la amorsarea tuburilor fluorescente utilizate la iluminare; caracteristica lor curent-tensiune este cu rezistență dinamică negativă, tensiunea de amorsare fiind mult mai mare decît valoarea de vîrf de 311 V a tensiunii de la rețea. Așa cum se vede în Fig. 9.21, un releu numit **starter**, întrerupe circuitul de alimentare al unui

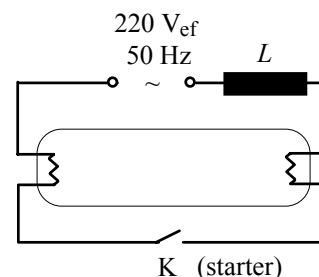


Fig. 9.21. Circuit pentru aprinderea tuburilor fluorescente.

inductor. Astfel, la bornele inductorului, se produce în primul moment exact tensiunea necesară pentru amorsare, curentul inductorului începe să circule prin tub și scade în timp. În continuare, inductorul are rolul unui **balast inductiv** care limitează curentul alternativ (tubul aprins **nu respectă legea lui Ohm**).

### Surse de alimentare în comutație

Prin comutarea bornei unui inductor între două potențiale de curent continuu putem să realizăm o sursă de alimentare cu tensiune reglabilă (Fig. 9.22). Vom considera de la bun început tensiunea de ieșire mai mică decât cea de alimentare (vom vedea că așa se și întâmplă) și vom presupune că avem un condensator de filtrare cu o capacitate atât de mare încât tensiunea de ieșire are variații foarte mici,  $\Delta V_{out} \ll V_{out}$ .

Comutatorul K leagă capătul inductorului la potențialul sursei de alimentare un interval de timp  $T_{on}$ , ca în desenul a). În aceste condiții, tensiunea pe inductor  $V_{alim} - V_{out}$  este practic constantă, determinând o creștere a curentului, liniară în timp, cu viteza  $(V_{alim} - V_{out})/L$ , așa cum se poate observa în graficul din desenul d). Astfel, în acest interval curentul prin inductor suferă o creștere totală egală cu  $\Delta I_L = (V_{alim} - V_{out})T_{on}/L$ .

Apoi, comutatorul își schimbă instantaneu poziția (mecanic nu este posibil acest lucru, vom vedea imediat cum se realizează), legînd la masă capătul din stînga al inductorului, așa cum se vede în desenul b). Sensul tensiunii pe inductor s-a inversat; în consecință, curentul începe să scadă. Scăderea este tot liniară, cu viteza  $V_{out}/L$ , astfel încît pe tot intervalul  $T_{off}$  cît comutatorul rămîne în această stare, scăderea totală a curentului prin inductor este  $|\Delta I_L| = V_{out}T_{off}/L$ . Pentru a avea un regim permanentizat, această scădere trebuie să compenseze exact creșterea curentului realizată în intervalul  $T_{on}$ , deoarece curentul prin inductor nu suferă salturi instantanee.

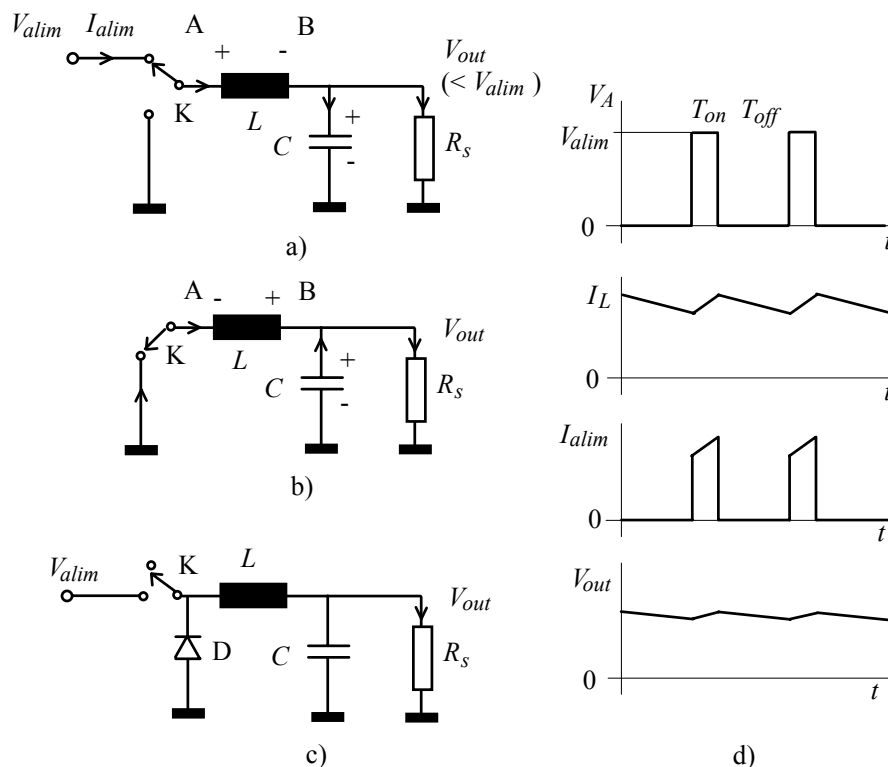


Fig. 9.22. Sursă în comutație.

Rezultă, astfel, valoarea tensiunii de ieșire

$$V_{out} = V_{alim} \frac{T_{on}}{T_{on} + T_{off}} = V_{alim} \frac{T_{on}}{T} = V_{alim} \cdot \delta \quad (9.24)$$

unde  $\delta = T_{on}/T < 1$  este factorul de umplere al formei de undă a potențialului punctului A. Obținem că tensiunea de ieșire este întodeauna mai mică decât tensiunea de alimentare. În plus,

tensiunea de ieșire este proporțională cu factorul de umplere și poate fi controlată, astfel, electronic.

Curentul mediu prin inductor are valoarea  $I_o = V_{out}/R_s$  (curentul mediu prin condensator este nul în regim permanent); pentru a evita ajungerea la zero a curentului prin inductor oricare ar fi valoarea factorului de umplere  $\delta$ , inductanța  $L$  trebuie să depășească o anumită valoare

$$L \gg V_{out}T/(2I_o). \quad (9.25)$$

Ca și la redresarea obișnuită, valoarea capacității de filtrare rezultă din mărimea admisă pentru riplul  $\Delta V_{out}$  al tensiunii de ieșire. Considerînd cazul cel mai defavorabil,  $T_{off} \cong T$ , ajungem la

$$C \geq I_oT/\Delta V_{out}; \quad (9.26)$$

spre deosebire de redresarea tensiunii de 50 Hz, aici perioada  $T$  este cam de 1000 de ori mai mică, deoarece frecvența la care lucrează comutatorul electronic ajunge la 20-100 kHz. În consecință, filtrarea este mult mai eficientă și valorile necesare pentru condensatoare sunt mult mai mici.

Un alt avantaj esențial al surselor în comutație este acela că stabilizarea se face prin controlul factorului de umplere și nu prin intercalarea **în serie** a unui dispozitiv pe care să pierdem cel puțin 2-3 V. Astfel, randamentul surselor în comutație stabilizate este mult mai mare decât al alimentatoarelor cu stabilizatoare liniare. La aceleași valori pentru tensiunea și curentul de ieșire, sursele în comutație au dimensiuni și greutatea mult mai mici (la 5 V/25 A vă puteți aștepta la un volum pe sfert și o greutate de 8 ori mai mică).

A mai rămas problema comutării instantanee, pentru a nu lăsa nici un moment capătul A al inductorului în gol. Soluția este incredibil de simplă: legarea unei diode la masă, ca în Fig. 9.22 c), comutatorul K devenind un simplu întrerupător, ușor de realizat cu un MOSFET. Acum, în analiza funcționării trebuie să ținem seama și de căderea de tensiune pe diodă; aceasta poate fi neglijată dacă  $V_{out} \gg 0.6$  V.

Cînd dorim să realizăm tensiuni mai mari decât  $V_{alim}$ , trebuie să utilizăm o altă variantă de circuit (Fig. 9.23 a). Cu schema din desenul b) putem să obținem o tensiune de ieșire negativă, pornind de la o tensiune de alimentare pozitivă. Aceste două aplicații sunt avantaje suplimentare ale surselor în comutație: cu stabilizatoare liniare nu puteți mări valoarea tensiunii continue și nici să-i schimbați polaritatea.

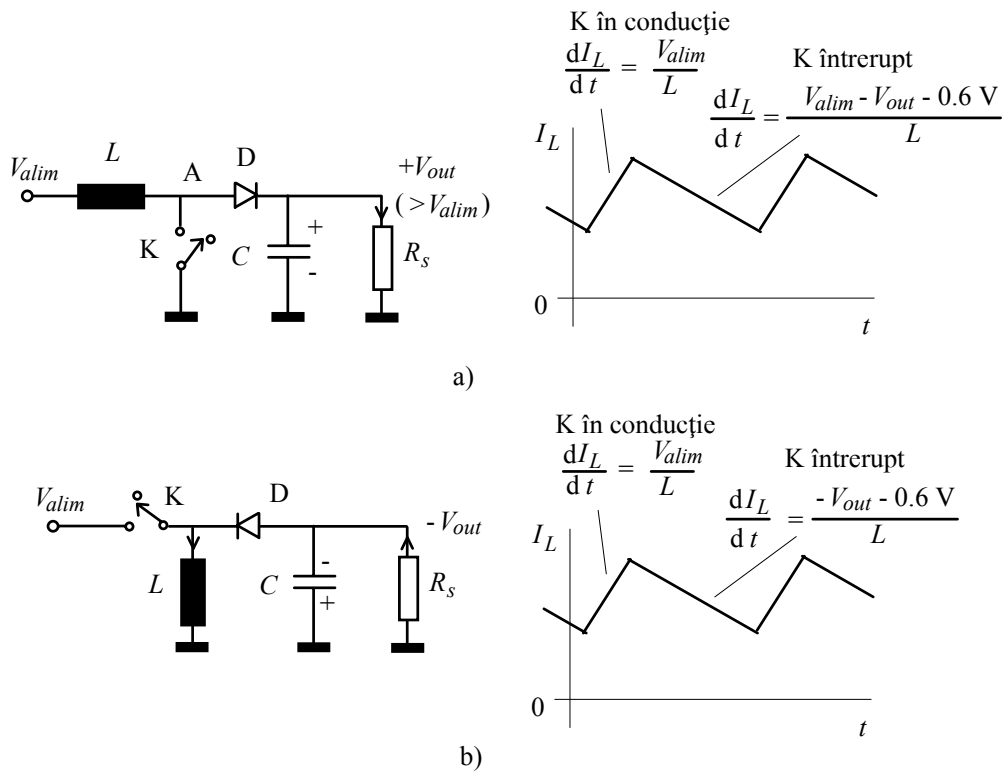


Fig. 9.23. Surse în comutație.

### 1.F. Transformatorul

Fluxul magnetic al inductorului ideal este produs numai de către propriul său curent; inductorul ideal nu este cuplat magnetic cu alte dispozitive de circuit, schimbând cu exteriorul informație și energie numai prin intermediul curentului electric care îl străbate. Transformatorul este un ansamblu de mai multe inductoare **cuplate magnetic foarte strâns** (de obicei bobinate pe același miez feromagnetic). Restrângem discuția la transformatorul cu numai două înfășurări (Fig. 9.24), la care o înfășurarea numită **primar** este legată la o sursă ideală de tensiune iar la cealaltă înfășurare, numită **secundar**, se conectează consumatorul cu impedența  $Z_{sarcina}$ .

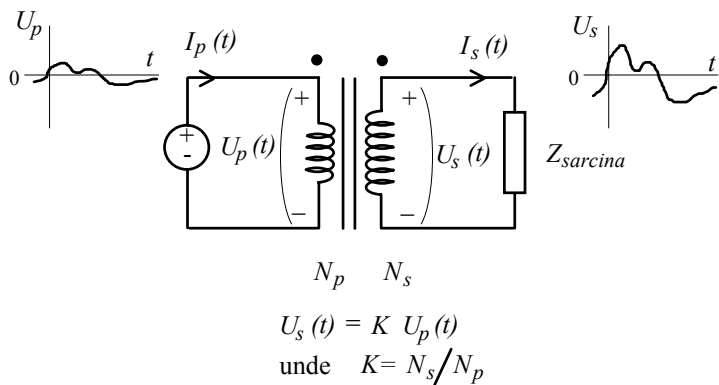


Fig. 9.24. Transformatorul.

Vom lua în considerare un model al transformatorului la care toate liniile de câmp care străbat secțiunea unei bobine străbat și secțiunea celeilalte. Cu alte cuvinte, cele două fluxuri magnetice sunt în orice moment egale  $\Phi_p(t) = \Phi_s(t) = \Phi(t)$ . Pe de altă parte, vom considera rezistențele înfășurărilor ca fiind nule; un astfel de transformator se numește în teoria circuitelor **transformator perfect**.

În consecință, la bornele înfășurărilor, tensiunile  $U_p(t)$  și  $U_s(t)$  vor fi egale cu tensiunile electromotoare induse de variația fluxului magnetic. Sensurile tensiunilor depinde de sensul de înfășurare a



spirelor; în practică ambele bobine se înfășoară în același sens și se notează cu puncte capetele de început ale înfășurărilor. Vom stabili convenția de semne pentru tensiuni în raport cu aceste puncte, ca în figură.

Datorită acestei convenții și similitudinii de înfășurare

în orice moment, tensiunile  $U_p(t)$  și  $U_s(t)$  vor avea polarități identice.

Cum primarul are  $N_p$  spire, tensiunea la bornele lui va fi  $U_p(t) = N_p d\Phi(t)/dt$  iar la bornele secundarului vom avea  $U_s(t) = N_s d\Phi(t)/dt$ . Rezultă imediat o relație de bază a transformatorului

$$U_s(t) = \frac{N_s}{N_p} U_p(t) = K \cdot U_p(t) \quad (9.27)$$

unde  $K$  este **raportul de transformare**.

Forma de undă a tensiunii din secundar este identică cu forma de undă a tensiunii din primar, amplitudinea fiind multiplicată cu raportul de transformare.

*Observație: Proprietatea anterioară este valabilă pentru orice formă de undă și pentru orice sarcină conectată în secundar; ea se păstrează chiar dacă miezul magnetic are o comportare neliniară (inducția  $B$  nemaifiind proporțională cu intensitatea cîmpului magnetic  $H$ ).*

Relația anterioară explică de ce **transformatorul perfect poate procesa fără să distorsioneze și forme de undă periodice care nu sunt sinusoidale** (dreptunghiulare, pulsuri, etc.). Media lor trebuie să fie însă nulă (sau foarte mică), în caz contrar apărînd, ca și la inductor, saturația miezului.

În practică primarul transformatorului poate fi excitat și de la circuite care nu sunt surse ideale de tensiune; este, deci, de importanță vitală să cunoaștem un circuit echivalent al primarului care să permită deducerea evoluției curentului  $I_p(t)$  din primar. Alegem pentru curenți convențiile de sensuri din figură pentru a putea scrie comod legea lui Ohm generalizată. Cu acestea, fluxul magnetic  $\Phi(t)$  poate fi scris ca

$$\Phi(t) = \frac{L_p I_p(t)}{N_p} - \frac{L_s I_s(t)}{N_s} \text{ unde } L_p \text{ și } L_s \text{ sunt inductanțele primarului și respectiv secundarului. Ținînd}$$

seama că  $L_s/L_p = N_s^2/N_p^2 = K^2$  și că  $\Phi(t) = \frac{1}{N_p} \int_0^t U_p(t') dt'$  se ajunge ușor la relația

$$I_p(t) = \frac{1}{L_p} \int_0^t U_p(t) dt + K \cdot I_s(t) \quad (9.28)$$

Primul termen al curentului din primar este cel prin inductanța primarului; încercăm să-l exprimăm și pe al doilea tot în funcție de tensiunea la bornele primarului. Curentul  $I_s(t)$  este produs în circuitul secundarului pe impedanța  $Z_{sarcina}$  de către tensiunea  $U_s(t) = K U_p(t)$ ; putem construi lanțul de echivalențe din Fig. 9.25. În final, curentul  $K I_s(t)$  este produs de tensiunea de valoare  $U_p(t)$  aplicată unei impedanțe de  $K^2$  ori mai mică decât cea de sarcină.

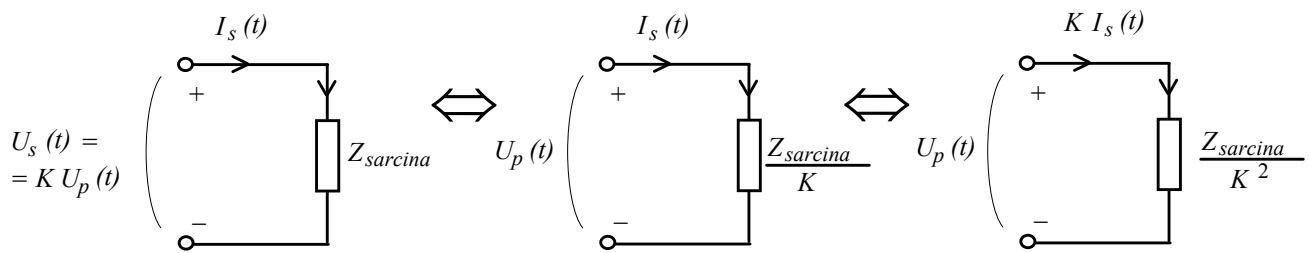


Fig. 9.25. Circuite echivalente cu circuitul secundarului.

Ajungem astfel la circuitul echivalent al primarului din Fig. 9.26 a); el permite calculul lui  $I_p(t)$ . Componenta  $I_L(t)$  modifică energia câmpului magnetic în timp ce componenta  $K \cdot I_s(t)$  apare datorită efectului secundarului. Dacă vrem să urmărim ce se întâmplă în circuitul secundarului, avem circuitul echivalent prezentat în desenul b).

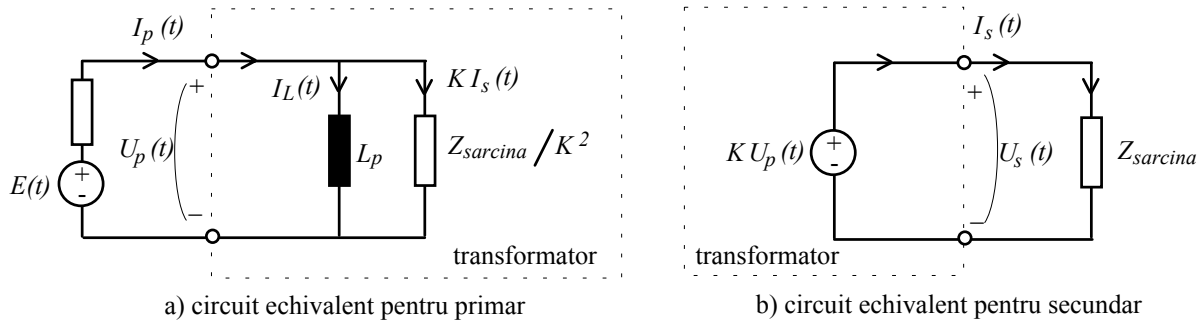


Fig. 9.26. Circuite echivalente pentru primarul și secundarul unui transformator perfect.

Știm acum ce vede sursa de tensiune conectată în primar. În primul rând inductanța primarului, ca și cum ar fi singur (fără secundar) conectată la bornele sale. În al doilea rând, în paralel apare impedanța de sarcină (pe care am legat-o în secundar !) micșorată însă de  $K^2$  ori.

Impedanța de sarcină apare văzută din primar ca și cum ar fi de  $K^2$  ori mai mică; astfel, transformatorul poate fi utilizat pentru adaptarea de impedanță între două blocuri electronice.

În jargon se spune că  $Z_{sarcina}/K^2$  este impedanța de sarcină "reflectată" în primar.

Prezența în circuitul echivalent al primarului a inductanței  $L_p$  conectată în paralel modelează înmagazinarea energiei în câmpul magnetic; ea explică de ce transformatorul nu poate fi utilizat în regim sinusoidal permanent la frecvențe foarte mici și în nici un caz la frecvența nulă (curent continuu): reactanța  $\omega L_p$  devine din ce în ce mai mică la scăderea frecvenței și amplitudinea curentului  $I_{Lp}$  crește foarte mult, conducând la saturația miezului magnetic și scurtcircuitarea sursei cu care se face excitația primarului.

Știm că intensitatea curentului printr-un inductor nu poate avea variații instantanee; astfel, tot din schema echivalentă a primarului deducem că

Pentru transformator, mărimea  $I_p(t) - K \cdot I_s(t)$  nu poate avea variații instantanee; putem să întrerupem brusc curentul primarului ( $\Delta I_p = -I_{p0}$ ) numai dacă există o cale pe care curentul secundarului să varieze brusc cu  $\Delta I_s = \Delta I_p / K = -I_{p0} / K$ .

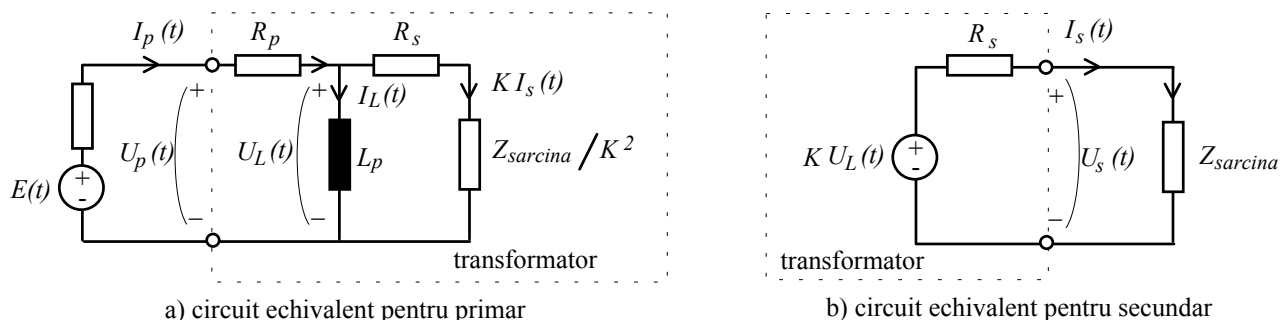


Fig. 9.27. Circuite echivalente pentru primarul și secundarul unui transformator la care se iau în considerație rezistențele  $R_p$  și  $R_s$  ale înfășurărilor.

Dacă dorim, putem să luăm în considerație și rezistențele înfășurărilor, ajungînd la circuitele echivalente din Fig. 9.27. Este posibil ca dependența sursei comandate utilizată la modelarea secundarului în funcție de tensiunea  $U_L(t)$  să nu ne placă prea mult deoarece această mărime nu este accesibilă măsurătorii. Putem însă modela separat contribuțiile variațiilor cîmpurilor magnetice produse de  $I_p(t)$  și  $I_s(t)$ , ajungînd la schema echivalentă a secundarului din Fig. 9.28.

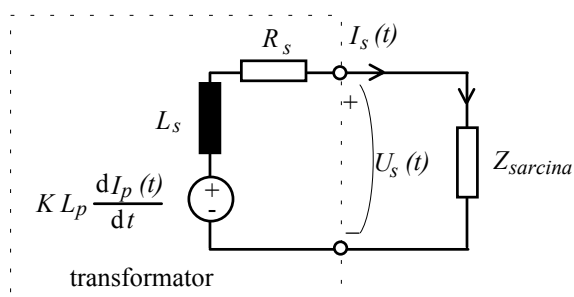


Fig. 9.28. Altă variantă de circuit echivalent pentru secundar.

Schema echivalentă din Fig. 9.27 ne mai spune că, datorită componentei  $I_L(t)$ , relația  $I_s(t) = I_p(t)/K$  **nu**

**este adevărată**. La excitare cu o tensiune periodică de medie nulă, această relație există între mediile mărimilor dar expresia ei este  $0 = 0$ . Nu credem că asta vrea să spună relația  $I_s = I_p/K$  pe care o găsiți în mai toate manualele de liceu pentru regimul sinusoidal.

Relația pe care acei autori au copiat-o cine știe de pe unde, are cu totul altă semnificație: este **aproximativ** valabilă între amplitudinile curenților numai dacă intensitatea curentului absorbit de sarcină în secundar este mult mai mare decît amplitudinea lui  $I_L$ . Această situație apare într-adevăr în utilizarea transformatoarelor de rețea și aproximația  $I_s \cong I_p/K$  este atunci una utilă. În unele texte de electricitate ea este folosită însă pentru salvarea legii conservării energiei, "pusă în pericol" de competența autorilor, care calculează puterea în curent alternativ uitînd de factorul  $\cos\varphi$  ( $\varphi$  este unghiul între fazorii curentului și tensiunii).

*Observație: În teoria circuitelor se utilizează un model, numit 'transformator ideal', care nu stochează energie în cîmpul magnetic. La acest model se poate ajunge pornind de la transformatorul perfect, considerînd că  $L_p \rightarrow \infty$ ,  $L_s \rightarrow \infty$  dar  $L_s/L_p = K^2$ . Modelul transformatorului ideal este însă complet neadecvat pentru transformatoarele utilizate în sursele de comutație precum și în cazul transformatoarelor de rețea la care curentul cerut în secundar este mic.*

În afara aplicațiilor la curent alternativ sinusoidal cu frecvența de 50 Hz, (legate de manipularea energiei electrice oferite de rețea), transformatoarele sunt utilizate pe scară largă în sursele de comutație unde circuitul de ieșire trebuie să fie separat galvanic (flotant) față de circuitul de alimentare. Circuitul din Fig. 9.29 a) este o sursă de tip fly-back (energia este transferată sarcinii atunci cînd întrerupătorul K nu conduce),

utilizată pentru producerea tensiunilor înalte. Funcționarea sa devine foarte simplă dacă utilizăm circuitul echivalent al primarului din Fig. 9.26 a); ajungem la configurația din desenul b) al Fig. 9.29, care este identică cu sursa deja studiată din Fig. 9.23 b).

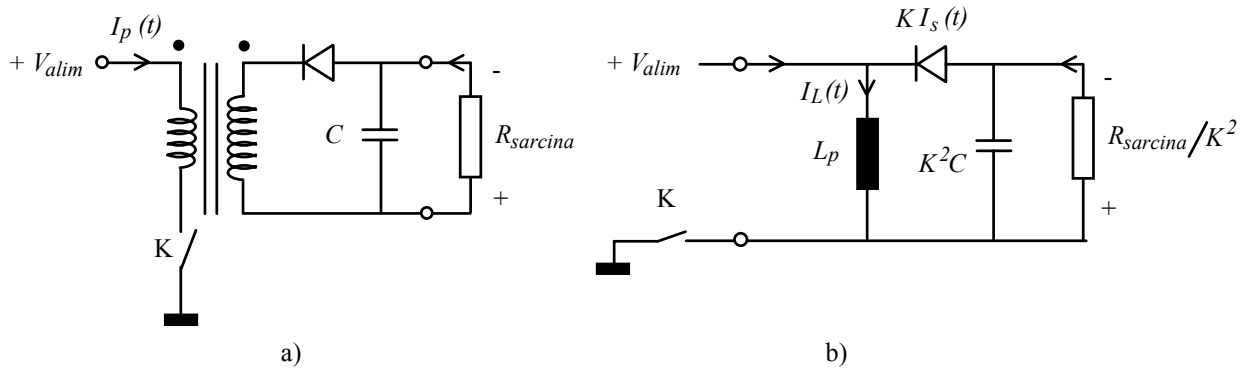


Fig. 9.29. Sursă în comutație de tip fly-back.

Neglijînd căderea de tensiune pe diodă, tensiunea produsă pe sarcină are expresia

$$V_{out} = KV_{alim} \frac{\delta}{1-\delta}, \quad (9.29)$$

atingînd la  $\delta = 0.5$  valoarea  $KV_{alim}$ . Raportul de transformare  $K$  se ia de valori mari, sursa fiind utilizată pentru obținerea de tensiuni înalte. Reglajul tensiunii și eventuala sa stabilizare se realizează prin modificarea electronică a factorului de umplere.

## Enunțuri frecvent utilizate

(aflut de frecvent încit merită să le memorați)

-Rezistorul este un element de circuit liniar, fără memorie; în orice moment  $U(t) = I(t) \cdot R$ .

-La analiza de curent continuu condensatoarele trebuie ignorate.

-Viteza de variație a tensiunii pe condensator este proporțională cu intensitatea curentului  $dU(t)/dt = I(t)/C$ .

-Condensatorul este un element de circuit liniar, cu memorie:  $U(t) = U_0 + \frac{1}{C} \int_0^t I(t') dt'$ .

-Tensiunea pe condensator nu poate avea variații instantanee; dacă potențialul unei armături este forțat să efectueze o variație instantanee  $\Delta V$ , potențialul celeilalte armături suferă exact aceeași variație instantanee  $\Delta V$ .

-Memorarea tensiunii de către condensator este utilizată pentru producerea unor pulsuri de curent intense și scurte, în circuitele de eșantionare și memorare, în surse de alimentare în comutație, etc..

-La încărcarea (descărcarea) unui condensator prin surse ideale de curent se obțin tensiuni liniar variabile în timp (triunghiulare, dinți de fierăstrău, etc.), procedeu folosit în generatoarele de funcții.

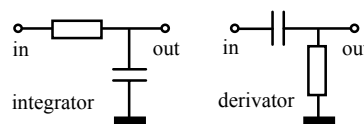
-Încărcarea (descărcarea) condensatorului printr-o rezistență de la o sursă ideală de tensiune se face după o lege exponențială; termenul exponențial scade sub 10 % după un interval egal cu  $2.5 \cdot \tau$  și sub 1 % după un interval egal cu  $5\tau$ .

-Circuitul basculant monostabil are o stare pe care o poate păstra un timp nedefinit și altă stare instabilă, în care poate fi adus de o comandă externă, și în care rămîne un interval de timp ce îi este caracteristic. El este utilizat pentru producerea unor pulsuri de tensiune care încep într-un moment dictat din exterior și au durata egală cu timpul propriu al monostabilului. Trecerea în starea instabilă este numită anclanșare sau trigerare iar revenirea în starea stabilă este numită relaxare.

-Prin legarea în buclă (intrarea unuia la ieșirea celuilalt) a două monostabile se poate obține un circuit basculant astabil (multivibrator). Fiecare din ele, în momentul relaxării îl anclanșează pe celălalt și procesul continuă la nesfârșit.

-Creșterea frecvenței maxime de lucru a multivibratorului se poate realiza prin mărirea curenților la care lucrează tranzistoarele (micșorarea rezistențelor).

-Dacă amplitudinea tensiunii de ieșire este mult mai mică decit cea de la intrare, circuitul din stînga desenului se comportă ca un integrator: tensiunea de ieșire este aproximativ proporțională cu integrala tensiunii de intrare



$$V_{out}(t) \cong \frac{1}{T_i} \int_0^t V_{in}(t') dt'$$

-Funcționarea integratorului RC se apropie de cea a unui integrator ideal dacă semnalul periodic aplicat are perioada mult mai mică decit timpul de integrare.

-Dacă amplitudinea tensiunii de ieșire este mult mai mică decit cea de la intrare, circuitul din dreapta desenului se comportă ca un derivator: tensiunea de ieșire este aproximativ proporțională cu derivata tensiunii de intrare  $V_{out}(t) \cong T_d dV_{in}(t)/dt$ .

-În semnalul de ieșire al derivatorului RC se regăsesc cu amplitudine identică salturile instantanee ale tensiunii de intrare.

- Viteza de variație a curentului printr-un inductor este proporțională cu tensiunea la bornele sale  $dI(t)/dt = U(t)/L$ .

-Inductorul este un element de circuit liniar, cu memorie:  $I(t) = I_0 + \frac{1}{L} \int_0^t U(t') dt'$ .

-Inductorul se comportă în regim de curent continuu ca un scurtcircuit.

-Curentul prin inductor nu poate avea variații instantanee. Această memorare a valorii curentului este utilizată la producerea unor pulsuri de tensiune înaltă și în sursele de alimentare în comutație.

-Sursele de tensiune în comutație cu inductoare pot produce tensiuni continue mai mari decât cea cu care sunt alimentate și/sau de polaritate opusă. Reglarea tensiunii de ieșire se poate face electronic prin factorul de umplere iar randamentul lor este mult mai bun decât al celor liniare.

-În cazul transformatorului "perfect" cu înfășurări de rezistență nulă, forma de undă a tensiunii din secundar este identică cu forma de undă a tensiunii din primar, amplitudinea fiind multiplicată cu raportul de transformare.

-În circuitul echivalent al primarului apare, în paralel cu inductanța acestuia, impedanța externă legată în secundar împărțită la  $K^2$ ; astfel, transformatorul poate fi utilizat la adaptarea de impedanțe.

-Transformatorul nu poate fi utilizat la frecvențe mici (și în special la curent continuu) deoarece componenta  $I_L$  a curentului primarului devine exagerat de mare aducând miezul în saturație și scurtcircuitând practic sursa care excită primarul.

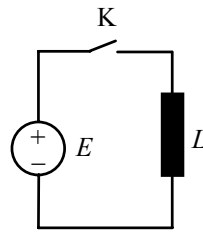
-În afara aplicațiilor de putere la 50 Hz (aducerea tensiunii la o valoare convenabilă) transformatoarele mai sunt utilizate în surse de comutație și ca transformatoare de semnal.

## Termeni noi

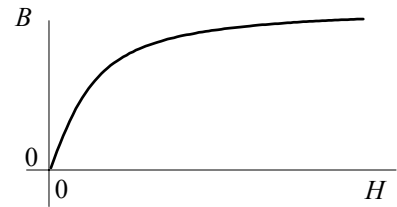
<b>-element de circuit cu memorie -eșantionare și memorare (sample and hold) -sursă de alimentare cu pompă de sarcină</b>	element de circuit la care starea la un moment dat depinde și de evoluția sa anterioară; prelevarea informației de tensiune la un moment bine precizat și stocarea acesteia sub forma unei tensiuni pe un condensator; sursă de alimentare la care sarcina electrică este transportată de la intrare la ieșire cu ajutorul unui condensator care este legat succesiv la intrare și la ieșire;
<b>-circuit basculant monostabil</b>	circuit ce are o stare pe care o poate păstra un timp nedefinit și altă stare instabilă, în care poate fi adus de o comandă externă, și în care rămâne un interval de timp ce îi este caracteristic;
<b>-circuit basculant astabil</b>	circuit care comută la nesfârșit între două stări, fără comandă externă;
<b>-integrator RC</b>	circuit RC la care, în anumite condiții, tensiunea de ieșire este aproximativ proporțională cu integrala tensiunii de intrare;
<b>-derivator RC</b>	circuit RC la care, în anumite condiții, tensiunea de ieșire este aproximativ proporțională cu derivata tensiunii de intrare;
<b>-sursă fly-back</b>	sursă de alimentare în comutație, cu transformator, la care energia stocată în câmpul magnetic este transferată în secundar când curentul în primar este întrerupt; este utilizată, în special, pentru obținerea de tensiuni înalte.

## Probleme rezolvate

**Problema 1.** O sursă ideală de tensiune este cuplată la un anumit moment, cu un comutator electronic cu tranzistor, la bornele unui inductor prin care curentul inițial este nul, ca în Fig. 9.30 a). Să se analizeze ce se întâmplă atunci când miezul magnetic al inductorului începe să se comporte neliniar, apropiindu-se de saturație (desenul b).



a)



$B$  este inducția magnetică  
 $H$  este intensitatea câmpului,  
proporțională cu  $I$

b)

Fig. 9.30.

La câmpuri mici, inducția magnetică este proporțională cu intensitatea curentului electric și, în consecință, fluxul magnetic ce intersectează aria circuitului inductorului este  $\Phi(t) = L \cdot I(t)$  unde inductanța  $L$  este o constantă. Legea inducției magnetice conduce la

$$E = d\Phi(t)/dt = L \cdot dI(t)/dt$$

ceea ce înseamnă că intensitatea curentului crește cu viteza constantă  $dI(t)/dt = E/L$ , liniar în timp, ca în prima porțiune a graficului din Fig. 9.31.

Crescând curentul prin inductor, crește și inducția magnetică  $B$ , care ajunge în zona în care dependența sa de  $I$  (similară cu dependența de  $H$ ) nu mai este liniară. Notînd cu  $S$  suprafața totală, putem scrie

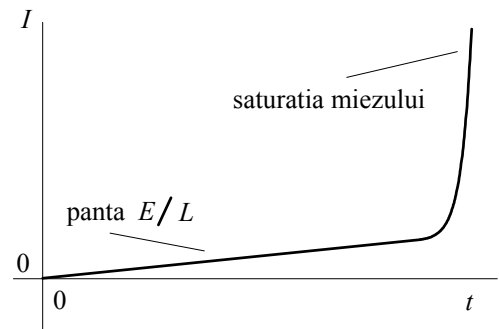


Fig. 9.31.

$$E = \frac{d\Phi(t)}{dt} = S \frac{dB(t)}{dt} = S \frac{dB(t)}{dI} \frac{dI(t)}{dt}$$

de unde obținem viteza de creștere a curentului

$$\frac{dI(t)}{dt} = \frac{E}{S \cdot dB(t)/dt}$$

La câmpuri mici  $S \cdot dB(t)/dt$  era constant și se numea inductanța  $L$  dar la câmpuri mari derivata  $dB(t)/dt$  (proporțională cu panta graficului din Fig. 9.29 b) devine din ce în ce mai mică tinzînd la zero. Rezultatul este mărirea rapidă a vitezei de creștere a curentului, care nu mai evoluează liniar în timp, explodînd pur și simplu, așa cum se vede în Fig. 9.31. De cele mai multe ori, tranzistorul care joacă rolul de comutator este mult mai rapid decît protecția sursei, distrugîndu-se înainte ca această protecție să limiteze curentul.

**Problema 2.** Sursa în comutație din Fig. 9.32 a fost deja prezentată.

a) Neglijînd tensiunea de deschidere a diodei, arătați că tensiunea de ieșire este întodeuana mai mare decît tensiunea de alimentare și deduceți dependența sa de factorul de umplere.



b) Punctul anterior s-a referit la regimul permanent. La pornire însă, condensatorul este descărcat și tensiunea de ieșire este nulă; explicați cum crește în timp tensiunea de ieșire spre valoarea de regim permanent.

c) Calculați valoarea medie a curentului prin inductor, în regim permanent.

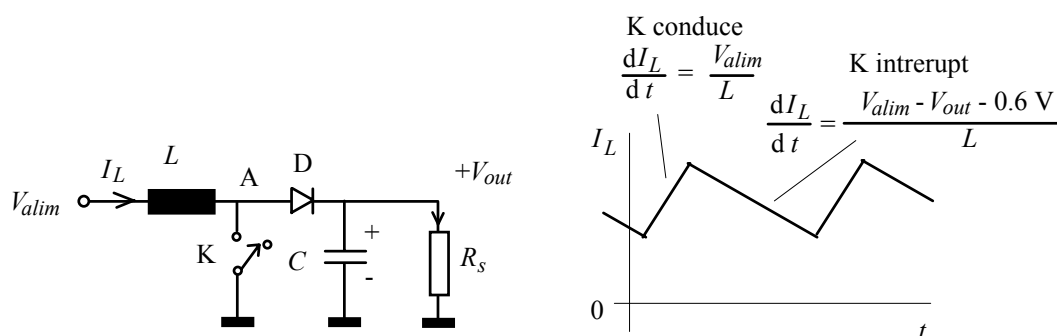


Fig. 9.32.

### Rezolvare

a) În regim permanent valoarea medie a curentului  $I_L$  prin inductor trebuie să rămână constantă de la perioadă la perioadă. Aceasta înseamnă că variațiile curentului în intervalele  $T_{on}$  și  $T_{off}$  trebuie să fie de semn opus și egale în modul. Când întrerupătorul pune la masă punctul A, potențialul este mai ridicat la capătul din stînga al inductorului și, deci, curentul va crește cu viteza  $V_{alim}/L$ , suferind o variație totală

$$\Delta I_{L\ on} = V_{alim} T_{on} / L$$

pozitivă.

Cît timp întrerupătorul nu conduce, punctul A este legat la potențialul ieșirii (neglijăm tensiunea pe diodă care este obligatoriu deschisă datorită inductorului ce forțează în continuare trecerea curentului); astfel, viteza de variație a curentului  $I_L$  este acum  $(V_{alim} - V_{out})/L$  și variația totală are expresia

$$\Delta I_{L\ off} = (V_{alim} - V_{out}) T_{off} / L.$$

Așa cum am arătat mai sus, aceasta trebuie să fie egală cu  $-\Delta I_{L\ on}$ , adică negativă. Rezultă, deci, că

$$V_{out} > V_{alim}.$$

Egalînd modulele, obținem

$$V_{out} = V_{alim} \frac{T_{on} + T_{off}}{T_{off}} = V_{alim} \frac{1}{1 - \delta}$$

b) Condensatorul  $C$  are o valoare suficient de mare astfel încît tensiunea de ieșire nu se modifică semnificativ în decursul unui ciclu de comutație; aceasta nu înseamnă că tensiunea de ieșire nu poate crește lent, de-a lungul multor perioade, de la zero la valoarea de regim permanent. Această creștere a tensiunii de ieșire nu se poate face, conform legii lui Ohm, decît cu creșterea curentului mediu primit de la inductor. Să vedem ce se întîmplă dacă la un anumit moment tensiunea de ieșire este mai mică cu  $\Delta V$  decît valoarea de regim permanent. Creșterea curentului va fi tot  $\Delta I_{L\ on} = V_{alim} T_{on} / L$  dar scăderea sa  $\Delta I_{L\ off}$  va fi mai mică cu  $\Delta V T_{off} / L$  așa că cele două variații nu se vor mai compensa: la sfîrșitul perioadei curentul  $I_L$  va

înregistra o creștere netă egală cu  $\Delta VT_{off}/L$ , așa cum se vede în Fig. 9.33. Pe măsura creșterii curentului, (și a tensiunii de ieșire), distanța  $\Delta V$  pînă la valoarea de regim permanent se va micșora și curentul mediu va crește din ce în ce mai încet, apropiindu-se asimptotic de valoarea de regim permanent.

c) Evoluția curentului prin inductor este compusă din segmente de linie dreaptă și are loc între valorile  $I_{L \max}$  și  $I_{L \min}$ ; media pe o perioadă este chiar media aritmetică a acestor valori

$$I_{L \text{ med}} = \frac{I_{L \max} + I_{L \min}}{2}.$$

Pe de altă parte, curentul prin diodă circulă numai în starea "off" a comutatorului, fiind atunci identic cu  $I_L$  (Fig. 9.34). Astfel, media lui este

$$I_{D \text{ med}} = \frac{(I_{L \max} + I_{L \min})T_{off}}{2T} = I_{L \text{ med}} \frac{T_{off}}{T}$$

La ce ne ajută aceasta ? În regim permanent sarcina totală primită de condensator într-o perioadă este nulă (altfel regimul nu ar fi periodic) așa că întreaga sarcină electrică adusă de  $I_D$  trece prin rezistența  $R_s$  prin care curentul  $I_o$  este practic constant. Cunoaștem deci pe  $I_{D \text{ med}} = I_o$ , de unde

$$I_{L \text{ med}} = I_o \frac{T}{T_{off}} = I_o \frac{1}{1-\delta}.$$

Se pare că am descoperit America: calculînd puterea electrică debitată de sursa de alimentare  $P_{alim} = V_{alim} I_{L \text{ med}}$  și puterea care este transferată consumatorului  $R_s$   $P_{out} = V_{out} I_o$  constatăm că sunt egale. Puteam să anticipăm acest lucru deoarece inductorul și condensatorul nu consumă energie ci numai o înmagazinează provizoriu și o înapoiază circuitului, comutatorul este ideal (rezistență nulă) iar căderea de tensiune pe diodă am neglijat-o. Cu alte cuvinte, singurul consumator de energie este rezistorul.

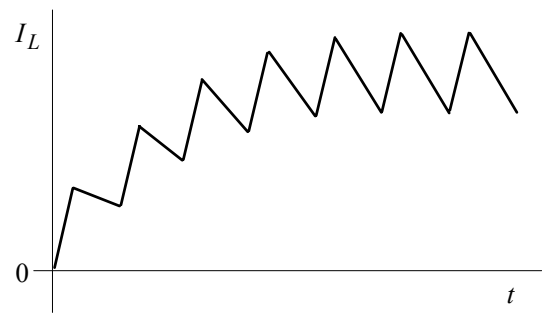


Fig. 9.33.

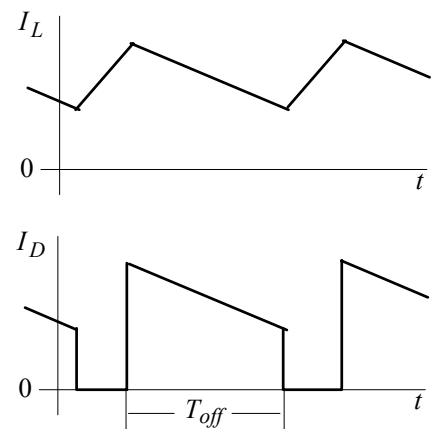


Fig. 9.34.

## Probleme propuse

**P 9.1.1.** Putem să producem o formă de undă triunghiulară cu pante egale dacă încărcăm și descărcăm un condensator prin două surse de curent identice, cu ajutorul a două contacte care trebuie închise și deschise în contratimp, așa cum am arătat în Fig. 9.8, pe care o reluăm în Fig. 9.35.. Modificați circuitul, astfel încât să realizeze aceeași funcție, dar cu un singur întrerupător (puteți schimba valorile surselor de curent !). Ce importanță practică are această modificare ?

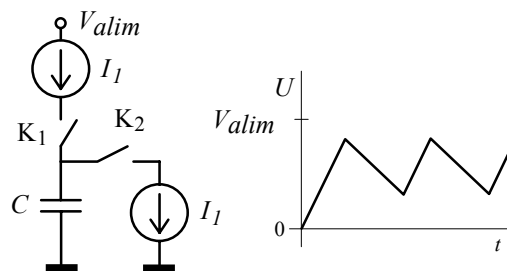


Fig. 9.35.

**P 9.1.2.** Am afirmat că tensiunea pe condensator nu

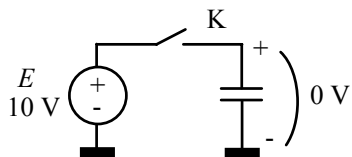


Fig. 9.36.

poate avea variații instantanee. La trecerea în conducție a comutatorului K din Fig. 9.36 apare atunci un conflict: sursa ideală de tensiune trebuie să producă o tensiunea egală cu  $E$  în orice condiții, pe când condensatorul refuză să ajungă imediat la tensiunea  $E$ . Revedeți raționamentul prin care am stabilit că tensiunea pe condensator nu se poate modifica brusc și arătați ce se întâmplă într-un circuit real.

**P 9.1.3.** Același conflict apare și în cazul în care conectăm în paralel două condensatoare încărcate la tensiuni diferite, ca în Fig. 9.37. Ce se întâmplă, de fapt, într-un circuit real în care conductoarele de legătură au o rezistență foarte mică dar nu egală cu zero ?

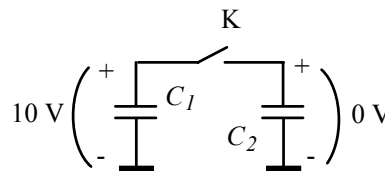


Fig. 9.37.

**P 9.1.4.** În circuitul din Fig. 9.38 becul cu incandescență este alimentat la tensiunea sa nominală de funcționare, egală cu 12 V. Inițial condensatorul este descărcat și apoi la momentul  $t = 0$  comutatorul K este adus în conducție.

a) Ce se întâmplă în primul moment cu becul și de ce ?

b) Cât timp durează încărcarea condensatorului (până la 99 % din valoarea de regim de curent continuu) ? (Echivalați Thevenin divizorul rezistiv pentru a putea considera încărcarea condensatorului printr-o rezistență)

c) Lumina emisă de bec începe să fie vizibilă când tensiunea la bornele acestuia ajunge pe la 6 V. După cât timp de la cuplarea condensatorului în paralel pe bec se constată "reaprirea" becului ?

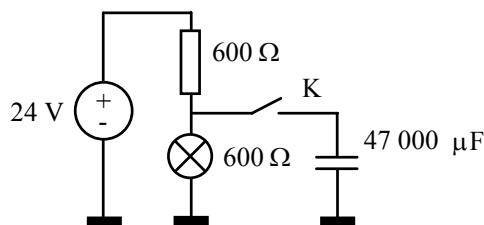


Fig. 9.38.

**P 9.1.5.** După închiderea contactului K (Fig. 9.39), datorită sursei ideale de curent, curentul este constant în timp.

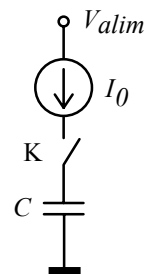


Fig. 9.39.

a) Unii ar putea spune că avem un regim de curent continuu. Revedeți definiția acestui regim și explicați unde greșesc ei.

b) Care este regimul de curent continuu al acestui circuit ? Se realizează el vreodată presupunând condensatorul și sursa de curent ideale ?

c) Ce se întâmplă într-un circuit real, unde nimic nu se comportă exact ca în cazul ideal ?

**P 9.1.6.** În cazul rezistoarelor, condensatoarelor și inductoarelor, convenția de sensuri pentru curent și tensiune a fost astfel aleasă încât curentul intră în dispozitiv pe la borna de potențial ridicat. Astfel, puterea instantanee  $U(t) \cdot I(t)$  este pozitivă atunci când dispozitivul primește energie (funcționează pe post de consumator).

a) arătați că rezistorul poate fi, la orice moment de timp, doar consumator.

b) discutați cazul condensatorului și arătați că energia înmagazinată de el are expresia  $CU^2(t)/2$ , el putînd funcționa atît ca generator de energie cît și ca un consumator.

c) abordați și cazul inductorului, deduceți expresia energiei înmagazinate și stabiliți cînd funcționează ca un generator de energie și cînd este consumator.

**P 9.1.7.** Un coleg a generalizat principiul de funcționare al multivibratorului, legînd patru monostabile ca în Fig. 9.40. El știe că starea instabilă se va propaga de la un monostabil la altul, în fiecare moment numai unul singur fiind excitat, și dorește să realizeze o "lumină dinamică" în care singurul LED aprins să pară că se deplasează circular între pozițiile 1-4.

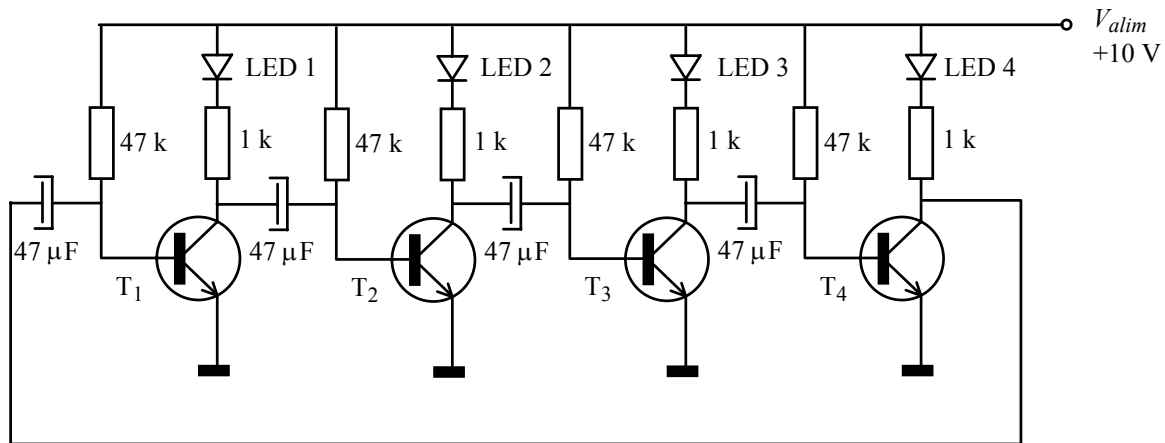


Fig. 9.40.

a) Care va fi intervalul de timp după care starea celor patru diode luminescente se schimbă ?

b) Circuitul nu funcționează exact așa cum a dorit colegul vostru. Unde a greșit ?

c) Modificați pozițiile diodelor luminescente astfel încît să obțineți funcționarea dorită (întodeauna un singur LED aprins).

**P 9.1.8.** La intrarea unui integrator RC se aplică un semnal cu forma din Fig. 9.41.

a) Desenați evoluția tensiunii de ieșire, presupunînd că inițial condensatorul este decărcat și durată  $T_1$  este mult mai scurtă decît constanta de timp  $RC$  ?

b) Cum arată tensiunea de ieșire în situația în care  $T_1$  este mult mai mare decît constanta de timp  $RC$  ?

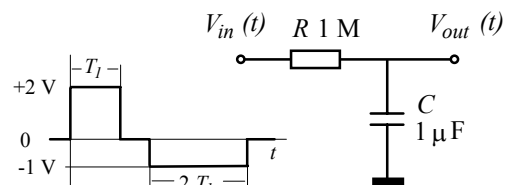


Fig. 9.41

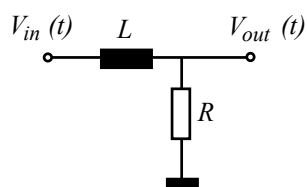


Fig. 9.42

**P 9.1.9.** Am văzut că putem realiza aproximativ integrarea semnalului de intrare cu un circuit RC. Arătați că exact aceeași funcție o realizează **integratorul RL** din Fig. 9.42 Cît ar trebui să fie valoarea rezistenței dacă dorim realizarea unei constante de timp de 1 s dispunînd de o inductanță rezonabil de mare de 5 mH ?

**P 9.1.10.** Schimbați între ele rezistorul și inductorul din problema precedentă; arătați că circuitul obținut realizează derivarea aproximativă a semnalului de intrare, la fel ca derivatorul RC.

**P 9.1.11.** Releul electromagnetic este un dispozitiv la care un contact metalic este închis de cîmpul magnetic produs de o bobină parcursă de un curent electric. Comanda curentului electric se face cu comutatoare mecanice sau electronice.

a) Explicați rolul diodei D într-un astfel de circuit (Fig. 9.43 a).

a) Același lucru îl putem realiza și cu un circuit RC, ca în desenul b). De ce nu este indicat să legăm pur și simplu o rezistență ?

c) De ce nu putem renunța la rezistență legând doar condensatorul la bornele bobinei ?

**P 9.1.12.** Transformatorul din Fig. 9.44 are raportul de transformare  $K = 5$  iar în secundar este legată o rezistență de sarcină de  $2.2 \text{ k}\Omega$ . Sursa ideală de tensiune a fost conectată în primar cu mult timp în urmă, astfel că s-a ajuns deja la regimul de curent continuu, curentul în primar

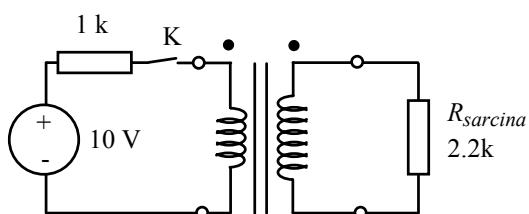


Fig. 9.44

din primarul lăsat în gol ?

**P 9.1.13.** Unii autori de manuale de liceu nu fac distincția între regimul de scurtcircuit și cel de gol, afirmând, în texte recenzate și avizate, că generatoarele de semnal dreptunghiular întrerup curentul. Ca să nu repetați această eroare, reluați problema precedentă, dar nu mai întrerupeți comutatorul K ci **scurtcircuitați** bornele primarului. Obțineți același rezultat ?

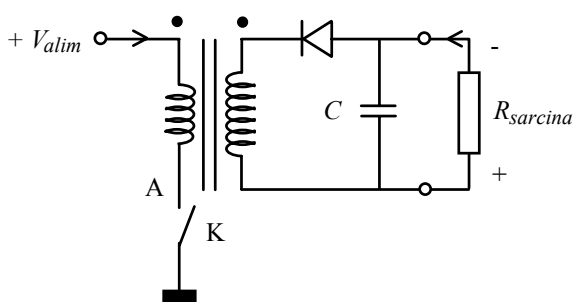


Fig. 9.45

reprezintă tensiunea la care comutatorul K trebuie să reziste fără să se străpungă; tranzistoarele utilizate pe post de comutator trebuie să suporte această tensiune. Această tensiune depinde însă și de factorul de umplere  $\delta$ . Justificați de ce în practică nu se merge cu acest factor de umplere decât pînă la valoarea  $\delta = 0.5$ , ridicarea tensiunii obținându-se pe seama raportului de transformare al transformatorului.

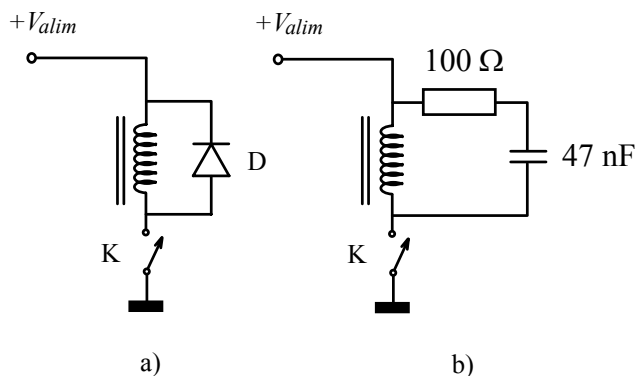


Fig. 9.43

fiind limitat de rezistența de  $1 \text{ k}\Omega$ . La un moment dat comutatorul K întrerupe curentul în primar.

a) Cît este în primul moment curentul în secundar ?

b) Cu ce constantă de timp scade curentul din secundar (se cunoaște inductanța primarului  $L_p = 500 \text{ mH}$ ) ?

c) Care este polaritatea și evoluția în timp a tensiunii din secundar ?

d) Care este polaritatea și evoluția în timp a tensiunii

**P 9.1.14.** În cazul sursei fly-back din Fig. 9.45 la întreruperea contactului K primarul este lăsat în gol, curentul său devenind brusc zero.

a) Cît este în acest moment tensiunea la bornele primarului și ce polaritate are ea ? Indicație: cunoașteți mărimea tensiunii de ieșire (practic egală cu aceea a secundarului) și mai aveți o relație valabilă la orice moment între tensiunile din primar și secundar.

b) La ce potențial ajunge punctul A după întreruperea contactului ?

c) Valoarea obținută la punctul precedent

## Lucrare experimentală

### Experimentul 1. Tensiunea pe condensator nu efectuează variații instantanee

Aveți pe planșetă circuitul din Fig. 9.46. Desenați-vă pe caiet schema lui. După cum observați, o diodă luminescentă este alimentată de la tensiunea de 15 V prin intermediul a două rezistențe egale fiecare cu 6.2 k $\Omega$ , astfel încât curentul este de aproximativ 10 mA (tensiunea pe LED-ul în conducție este de aproximativ 2 V). Tot pe planșetă aveți și un condensator electrolitic de valoare mare, 47 000  $\mu$ F, legat cu borna negativă la masă.

Alimentați planșeta de la o sursă de tensiune continuă. Puneți la masă firul legat la borna pozitivă a condensatorului, asigurându-vă astfel că este descărcat. Desfaceți apoi de la masă capătul firului și legați-l în punctul A al circuitului. Observați ce se întâmplă și notați-vă pe caiet. Explicați în scris fenomenul observat.

Refaceți experimentul și măsurați aproximativ timpul după care dioda luminescentă se aprinde din nou. Încercați acum să estimați teoretic acest timp: considerați dioda un scurtcircuit și calculați rezistența echivalentă a divizorului rezistiv (între punctul A și masă). Calculați, cu această valoare, constanta de timp  $RC$ . Cele două valori (experimentală și teoretică) ar trebui să aibă același ordin de mărime. De ce nu trebuie să vă așteptați să fie egale?

Ați studiat pînă acum ce se întâmplă cînd conectați în circuit un condensator descărcat; acum veți conecta unul încărcat. Legați borna pozitivă a condensatorului în punctul A și așteptați suficient timp ca acesta să se încarce (cunoașteți constanta de timp  $\tau$ , cît trebuie să așteptați?). După încărcare, legați condensatorul în punctul B al celuilalt circuit și urmăriți ce se întâmplă. Formulați o concluzie.

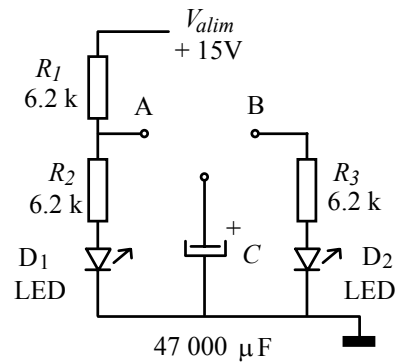


Fig. 9.46

### Experimentul 2. Circuite monostabile și astabile

Aveți pe planșetă două circuite, fiecare cu cîte un singur tranzistor (Fig. 9.47). Dacă legați un fir între punctele M și N, circuitele sunt identice, fiecare fiind un monostabil. Desenați-vă pe caiet schema unui astfel de circuit.

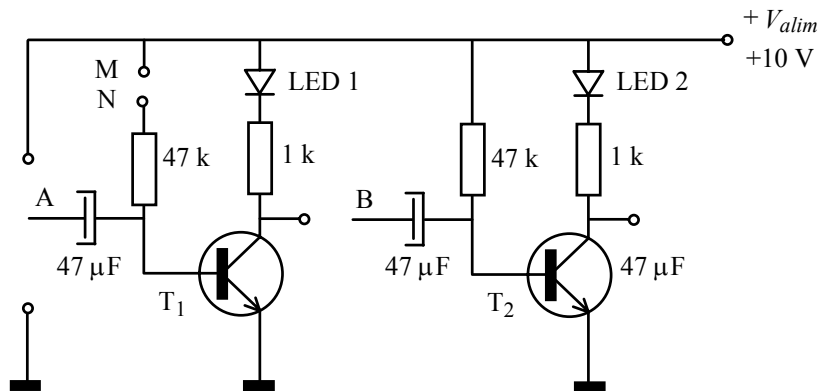


Fig. 9.47

Alimentați apoi planșeta. Starea stabilă a monostabilelor este cu tranzistoarele saturate, deci prin diodele luminescente vor circula curenți de 10 mA, care le vor aprinde. Legați firul A la tensiunea de

alimentare  $+V_{alim}$ . Se întâmplă ceva cu starea LED-ului ? Desfaceți apoi firul de la alimentare și legați-l ferm la masă. Observați ce se întâmplă și notați-vă. Repetați procesul și stabiliți la ce manevră trece monostabilul în starea "excitată".

Verificați că și circuitul construit în jurul tranzistorului  $T_2$  funcționează la fel. Apoi, nu mai modificați manual potențialul punctului B, lăsați colectorul tranzistorului  $T_1$  să facă asta, conectând firul în acest colector. Desenați schema circuitului, reprezentând monostabilele cu niște dreptunghiuri. Convingeți-vă că starea stabilă este cu amândouă tranzistoarele saturate și reveniți la comanda cu firul A, legându-l succesiv la  $+V_{alim}$  și la masă. Observați ce se întâmplă și notați-vă acest lucru.

Renunțați acum și la comanda prin deplasarea firului A, legându-l în colectorul tranzistorului  $T_2$ . Desenați noua schemă (tot cu dreptunghiuri) și observați ce se întâmplă. Notați constatarea pe care ați făcut-o. Ce fel de circuit ați realizat ?

Pentru circuitele pe care le-ați studiat constantele de timp au fost alese suficient de mari (frecvența de comutație mică) pentru a putea urmări aprinderea și stingerea diodelor luminescente. Pe aceeași planșetă mai aveți un circuit astabil (Fig. 9.48), de data aceasta frecvența de comutație fiind mare astfel încât să puteți urmări formele de undă cu osciloscopul.

Utilizând valorile rezistențelor și ale condensatoarelor estimați cele două durate  $T_1$  și  $T_2$  cât tranzistoarele vor fi blocate, precum și perioada  $T = T_1 + T_2$  a multivibratorului. Calculați și constantele de timp cu care potențialele colectoarelor vor urca spre potențialul  $V_{alim}$ .

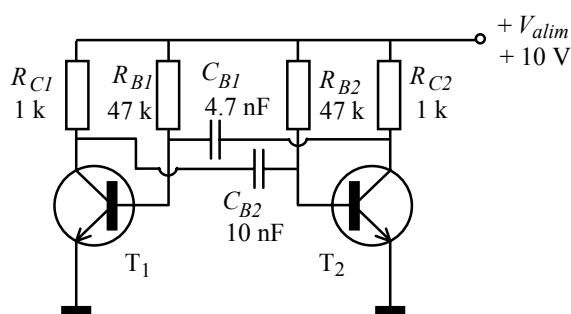


Fig. 9.48

Alimentați apoi planșeta și vizualizați cu osciloscopul formele de undă din colectoare și din baze. Desenați aceste patru forme de undă, una sub alta, **sincron** (cu aceeași axă temporală). Cum nu aveți decât un osciloscop cu două canale, procedați în felul următor:

- vizualizați simultan și desenați  $V_{C1}(t)$  și  $V_{B1}(t)$  (pentru ca evenimentele simultane să fie desenate pe aceeași verticală, desenați-vă linii ajutătoare);
- vizualizați acum  $V_{C1}(t)$  și  $V_{C2}(t)$  și desenați  $V_{C2}(t)$  utilizând  $V_{C1}(t)$  ca referință;
- vizualizați  $V_{C1}(t)$  și  $V_{B2}(t)$  și desenați  $V_{B2}(t)$ .

După ce ați terminat de desenat, reprezentați prin săgeți relațiile cauzale între tranzițiile de pe aceste forme de undă.

Măsurați apoi cu osciloscopul duratele  $T_1$  și  $T_2$  cât tranzistoarele vor fi blocate și comparați-le cu cele calculate. Nu uitați că rezistențele și condensatoarele sunt cunoscute cu toleranța +/- 10 %.

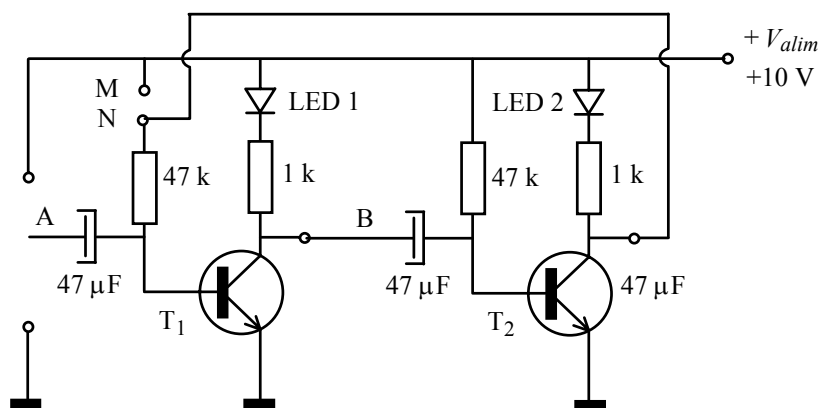


Fig. 9.49

Reveniți acum la cele două circuite cu LED-uri cu care ați început experimentul. Desfaceți firul pe care l-ați pus între bornele M și N și realizați un circuit monostabil cu două tranzistoare, ca în Fig. 9.49 Verificați că starea stabilă este aceea cu tranzistorul  $T_2$  în saturație. Când monostabilul construit cu acest tranzistor era singur, ca să-l anclanșați trebuia să legați punctul B la masă și să-l lăsați legat acolo. Verificați că și acum legarea la masă a punctului B anclanșează monostabilul (legarea la masă a colectorului tranzistorului nu este periculoasă, asta face și  $T_1$  când ajunge în saturație). Verificați dacă după anclanșare mai este necesară păstrarea legării punctului B la masă și formulați în scris concluzia la care ați ajuns.

### Experimentul 3. Inductorul și transformatorul

Desenați-vă schema din Fig. 9.50 ce rezintă circuitul pe care îl găsiți pe planșetă. Alimentați planșeta și verificați cu osciloscopul forma tensiunii furnizate de generatorul de semnal: trebuie să fie dreptunghiulară și de medie zero. Desenați forma de undă pe caiet, măsurînd cu atenție cele două niveluri de tensiune  $V_H$  și  $V_L$  și duratele intervalelor  $T_H$  și  $T_L$  cît tensiunea are aceste valori.

Fără să legați vreo sarcină în secundar, cuplați generatorul de semnal în primarul transformatorului. Cum nu aveți curent în secundar, prezența acestuia nu are nici o influență asupra comportării primarului. Investigați, deci, un **inductor** care nu are cuplaje magnetice. Verificați mai întîi dacă forma de undă a rămas aceeași (dacă generatorul de semnal se comportă ca o sursă ideală de tensiune).

Rezistența  $R_1$  are rol de spion, tensiunea la bornele sale fiind proporțională cu intensitatea curentului în primar. Ca orice spion adevărat, ea nu trebuie să fie observată de restul circuitului; pentru aceasta, căderea de tensiune pe ea trebuie să fie mult mai mică decît tensiunea din primar. Vizualizați acum tensiunea pe rezistența  $R_1$ ; dacă osciloscopul are două canale observați simultan și tensiunea la bornele primarului (potențialul punctului A). Verificați că tensiunea pe rezistență este mult mai mică decît tensiunea în punctul A. Apoi desenați-vă pe caiet evoluția în timp  $I_p(t)$  a curentului prin primar. Măsurați cu atenție amplitudinile și duratele și treceți-le pe desen.

Relația de funcționare a unui inductor este  $dI/dt = U(t)/L$ . Sunt vitezele de variație a curentului constante cînd tensiunea este constantă? Calculați vitezele de variație pe cele două intervale și verificați că sunt proporționale cu valorile  $V_H$  și  $V_L$  ale tensiunii. Calculați apoi, din valorile pentru fiecare interval, inductanța  $L_p$  a bobinei primarului.

Cuplați acum la bornele secundarului rezistența de sarcină și determinați, cu osciloscopul, forma tensiunii din secundar. Desenați această formă de undă pe caiet și comparați-o cu cea din primar. Formulați o concluzie. Calculați din aceste forme de undă raportul de transformare  $K = N_s/N_p$ .

Reveniți cu osciloscopul în primar și vizualizați din nou forma de undă a curentului. Comparați-o cu cea determinată cu secundarul în gol și deduceți evoluția **curentului suplimentar** care a apărut datorită cuplării sarcinii din secundar. Știți tensiunea din primar; utilizați legea lui Ohm și valorile curentului suplimentar și calculați ce rezistență pare că a apărut în paralel cu inductanța primarului. Ați văzut că această rezistență "reflectată" trebuie să fie  $R_{sarcina}/K^2$ . Calculați, de aici, rezistența de sarcină.

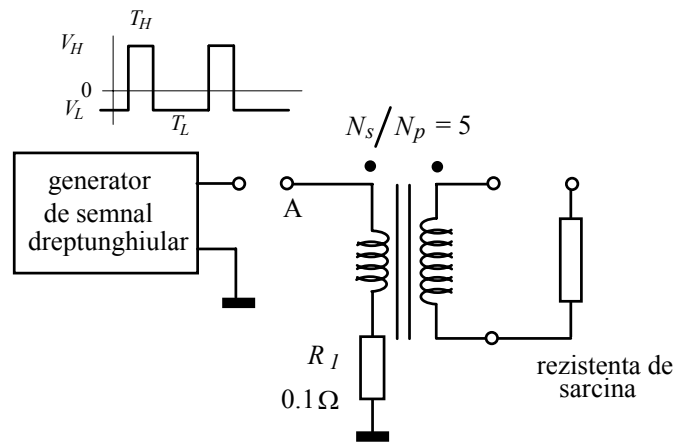


Fig. 9.50.



### Experimentul 4. Sursă în comutație fly-back

Pe planșetă aveți gata realizată o sursă în comutație cu transformator de tip fly-back (Fig. 9.51). Desenați-vă pe caiet schema acestei surse. Funcționarea ei a fost descrisă în textul capitolului (secțiunea 1.F); desenați-vă și dumneavoastră schema echivalentă utilizând circuitul echivalent al primarului. Înainte de a începe experimentul, scrieți răspunsurile la următoarele întrebări:

- pe unde circula curenții când tranzistorul conduce ?

- care este în acest interval, de durată  $T_{on}$ , viteza de creștere  $dI_L/dt$  ?

- pe unde circula curenții când tranzistorul este blocat și cu ce viteză scade acesta ?

- în ce interval este primită energie de la sursa de alimentare  $V_{alim}$  și în ce interval această energie este transferată circuitului din secundar ?

-cât are trebui să fie valoarea tensiunii de ieșire (în funcție de factorul de umplere  $\delta = T_{on}/T$ ) ?

Alimentați apoi planșeta și reglați factorul de umplere la valoarea  $\delta = 0.25$ . Calculați cât ar trebui să fie tensiunea de ieșire și apoi măsurați această valoare. Comparați rezultatele (țineți seama de precizia cu care ați măsurat factorul de umplere). Refaceți măsurătorile pentru valorile  $\delta = 0.5$  și  $\delta = 0.75$

Reveniți la valoarea  $\delta = 0.5$  pentru factorul de umplere. Rezistența  $R_1$  a fost montată pe post de spion; ea ne va da o tensiune proporțională cu intensitatea din primar dar căderea de tensiune pe ea este atât de mică încât nu afectează funcționarea circuitului. Puneți sonda osciloscopului în sursa tranzistorului și vizualizați evoluția în timp a tensiunii  $R_1 \cdot I_p(t)$ . Desenați pe caiete evoluția  $I_p(t)$ , identificați pe grafic intervalele de timp în care tranzistorul conduce și determinați viteza cu care crește curenții în aceste intervale. Din valoarea acestei viteze calculați **inductanța  $L_p$  a primarului** .

Tot din acest grafic determinați **curentul mediu** din primar. Ținând seama că sursa de alimentare îl debitează sub tensiunea constantă  $V_{alim}$ , calculați energia consumată de la sursa de alimentare în fiecare perioadă și puterea medie consumată pe o perioadă. Estimați apoi puterea utilă obținută în la ieșire: aveți tensiunea la bornele rezistenței de sarcină (păstrată practic constantă de către condensatorul  $C$ ) și valoarea rezistenței.

Comparați puterea utilă cu cea consumată. Încercați să identificați căile pe care se pierde restul de putere. Pentru una dintre ele puteți estima ușor puterea pierdută. Reprezentați bilanțul total de putere.

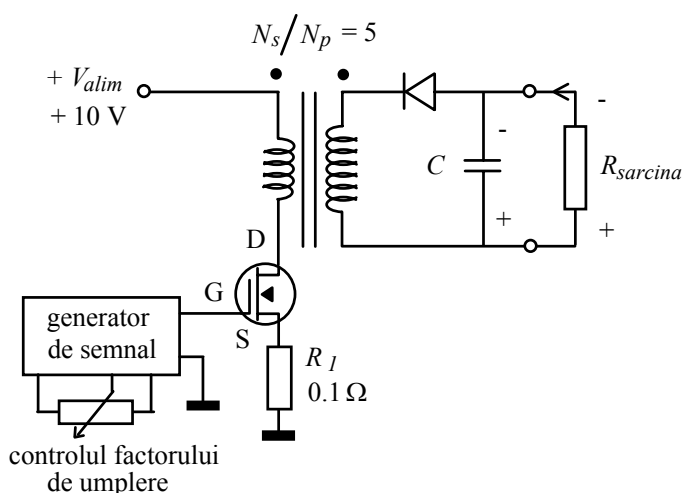
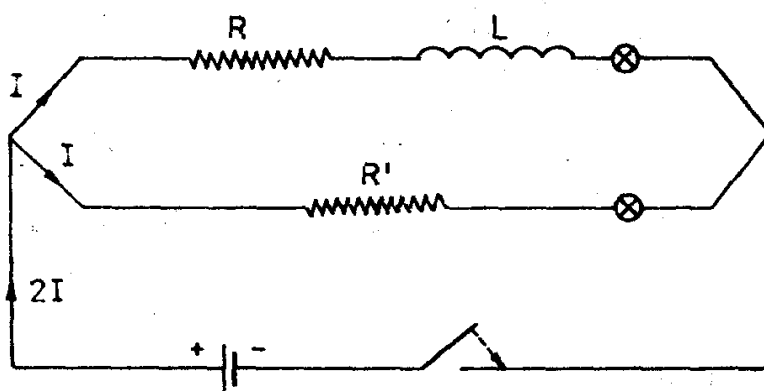


Fig. 9.51

## Pagină distractivă

Faptul că nu găsiți în textele autorilor noștri nimic despre **continuitatea** intensității curentului printr-un inductor nu este o simplă scăpare. Într-o carte foarte serioasă<sup>1</sup> ni se prezintă autoinducția cu ajutorul circuitului din figura de mai jos. Cu întrerupătorul în conducție, în regimul de curent continuu, "curenții sunt de intensitate egală, becurile având aceeași strălucire". Numai să vedeți cum cred autorii că se comportă montajul: "Cînd întrerupem circuitul, se constată că becul de pe ramura bobinei mai luminează un timp, în raport cu celălalt..." Întreruperea circuitului înseamnă, fără dubiu, întreruperea ramurii care conține sursa de alimentare, deoarece acolo este montat întrerupătorul. Cu puțin efort, traducem în română expresia "mai luminează un timp în raport cu celălalt" prin **mai luminează un timp după stingerea celuilalt**.



Înțelegem, în sfârșit, ce ni se spune : cu comutatorul întrerupt, curentul continuă să treacă prin becul de pe ramura bobinei deși curentul prin becul de pe ramura fără bobină a ajuns practic la zero. Foarte interesant: un curent care nu vine de nicăieri, trece prin bec menținându-l aprins și nu se duce niciunde pentru că intensitățile pe celelalte două ramuri sunt nule iar condensatoare nu avem.

Lucruri și mai interesante aflăm despre curentul continuu și bobina ideală. Într-un alt experiment, la capetele unei bobine este "aplicată o diferență de potențial" constantă (o sursă ideală de tensiune am spune noi) și se constată **aproape corect** " cu cât rezistența montată în serie este mai mică, cu atât mai greu se stabilește valoarea constantă a curentului ". Spunem aproape corect pentru că nu de dificultate e vorba ci de **durata** regimului tranzitoriu. Ce se întâmplă dacă bobina e ideală și rezistența serie e nulă, se întreabă autorul. Și răspunde, uitîndu-se la ecuații "Dacă bobina ar fi ideală, fără rezistență ohmică, atunci  $T = \infty$ ". Cînd să răsuflăm ușurați, autorul adaugă "**și deci curentul nu ar putea trece prin bobină**". Care va să zică, un curent a cărui intensitate crește liniar în timp (la infinit dacă inductorul și sursa de tensiune ar fi ideale) **nu trece de fapt prin bobina prin care circulă**. Singura explicație logică ar fi că acest curent, care crește mereu dar nu trece, se duce, Dumnezeu știe cum, la montajul din primul experiment descris, apărînd acolo din senin și menținînd aprins "becul de pe ramura bobinei".

<sup>1</sup>\*\*\*, "Compediu de fizică", Ed. Științifică și Enciclopedică, București, 1988.

## 9.2 Regimul sinusoidal; filtre

### 2.A. Circuite liniare

Am afirmat despre rezistoare, inductoare și condensatoare că sunt elemente liniare de circuit deoarece relațiile care descriu comportarea lor **în timp** (Fig. 9.52) conțin numai termeni de gradul întâi în variabilele intensitate, potențiale, precum și derivatele acestora. Dacă în vreo ecuație ar fi apărut, de exemplu,  $I(t) \cdot V(t)$ ,  $I^2(t)$  sau  $V(t) \cdot dI/dt$ , dispozitivele nu ar mai fi fost liniare. Liniaritatea are o consecință cu totul particulară, fără să se reducă însă la aceasta: la regimul de curent continuu (când au dispărut dependențele de timp) caracteristica statică intensitatea curentului-tensiune este o dreaptă ce trece prin origine. Această comportare se numește **liniaritate statică**.

Pentru dispozitivele cu memorie, liniaritatea statică **nu este suficientă** pentru ca acestea să fie liniare. De exemplu, în regim de curent continuu, la polarizare inversă, o diodă varicap are caracteristica statică liniară  $I \equiv 0$  dar dacă încercăm să scriem relația de funcționare în timp  $I(t) = C(U) \cdot dU/dt$  observăm că valoarea capacității nu este constantă ci depinde de tensiune; expresia  $C(U) \cdot dU/dt$  nu este una de gradul întâi.

Relațiile de dispozitiv nu sunt, însă, singurele care guvernează comportarea circuitului. Ele trebuie completate cu primele două legi ale lui Kirchhoff (sau cu formulări echivalente). Dar legile lui Kirchhoff nu conțin decât sume algebrice de intensități și sume algebrice de potențiale; ele sunt, deci, relații liniare. În consecință,

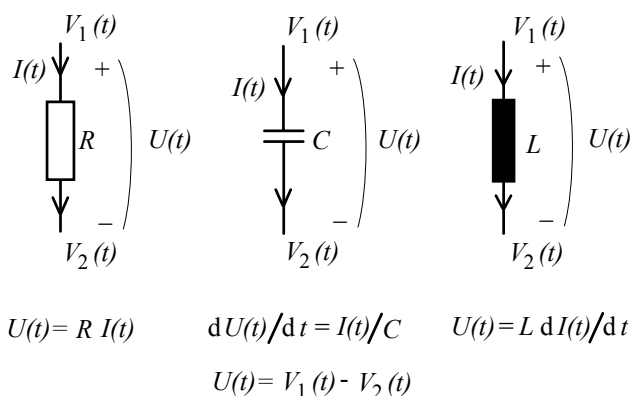


Fig. 9.52. Relațiile de funcționare pentru rezistor, condensator și inductor.

un circuit care conține numai elemente liniare este un circuit liniar.

Este suficient ca un singur element de circuit să aibă o relație de funcționare neliniară și circuitul nu mai este unul liniar.

În afara liniarității, circuitele noastre cu rezistoare, inductoare și condensatoare mai au două caracteristici esențiale. În primul rând, coeficienții care apar în relațiile liniare **sunt constanți în timp**. Așa este rezistența, așa sunt capacitatea și inductanța. În al doilea rând,

în absența vreunei surse de tensiune sau de curent, circuitul are o stare de echilibru în care toți curenții și toate potențialele sunt nule.

Vom numi această stare, **starea relaxată**. Existența acestei stări, în care toate mărimile de stare sunt egale cu zero, este obligatorie pentru valabilitatea celor două proprietăți fundamentale ale circuitelor liniare, proprietăți pe care le vom enunța imediat.

1. Creșterea de un număr de ori a amplitudinii semnalului de intrare determină creșterea de același număr de ori a amplitudinii semnalului de ieșire, fiecare dintre semnale păstrându-și forma.

$$x(t) \text{ produce } y(t) \Rightarrow K \cdot x(t) \text{ produce } K \cdot y(t) \quad (9.30)$$

În ambele situații, starea inițială a circuitului trebuie să fie cea relaxată (Fig. 9.53). Proprietatea este valabilă pentru orice formă a semnalului de intrare. În general, semnalul de ieșire are altă formă decât a celui de intrare, esențial este că amplitudinile ambelor semnale cresc de același număr de ori. Această proprietate, numită **omogenitate**, este utilizată frecvent în practică pentru testarea liniarității unui circuit sau a unui alt sistem fizic. Dacă ea nu este verificată, atunci sistemul **nu este liniar**.

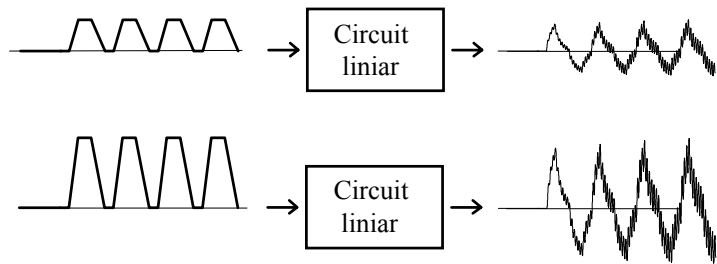


Fig. 9.53. Creșterea de un număr de ori a amplitudinii semnalului de intrare produce creșterea de același număr de ori a amplitudinii semnalului de ieșire, fiecare din semnale păstrându-și forma.

2. Dacă la intrare se aplică suma a două semnale, semnalul de ieșire este suma ieșirilor care s-ar fi obținut dacă fiecare semnal de intrare ar fi fost aplicat separat

$$\begin{aligned} x_1(t) \text{ produce } y_1(t) \text{ și } x_2(t) \text{ produce } y_2(t) \\ \Rightarrow x_1(t) + x_2(t) \text{ produce } y_1(t) + y_2(t) \end{aligned} \quad (9.31)$$

Aceasta este binecunoscuta proprietate de **superpoziție** sau aditivitate (Fig. 9.54). Ea este valabilă doar pentru sisteme liniare și numai dacă starea inițială este cea relaxată. Deși în principiu pot exista sisteme care să verifice condiția de omogenitate dar nu și pe cea de superpoziție, în practică omogenitatea este considerată suficientă pentru a declara un sistem ca fiind liniar.

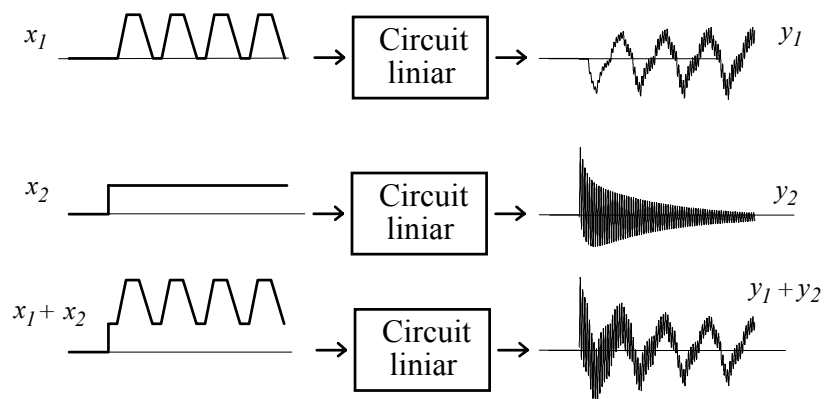


Fig. 9.54. Dacă la intrare se aplică suma a două semnale, semnalul de ieșire este suma ieșirilor care s-ar fi obținut dacă fiecare semnal ar fi fost aplicat separat.

### Liniaritatea pentru variații mici

Putem încerca să profităm de comportarea simplă a circuitelor liniare chiar și în cazul circuitelor neliniare. Am făcut-o atunci când am vorbit despre modelul pentru variații mici al diodei și, de asemenea, atunci când am introdus transconductanța  $g_m$  pentru tranzistoare. Să luăm, de exemplu, un circuit cu un tranzistor alimentat de la o sursă de tensiune continuă (Fig. 9.55 a); pentru simplificarea discuției, am echivalat Thevenin divizorul rezistiv care polarizează baza tranzistorului.

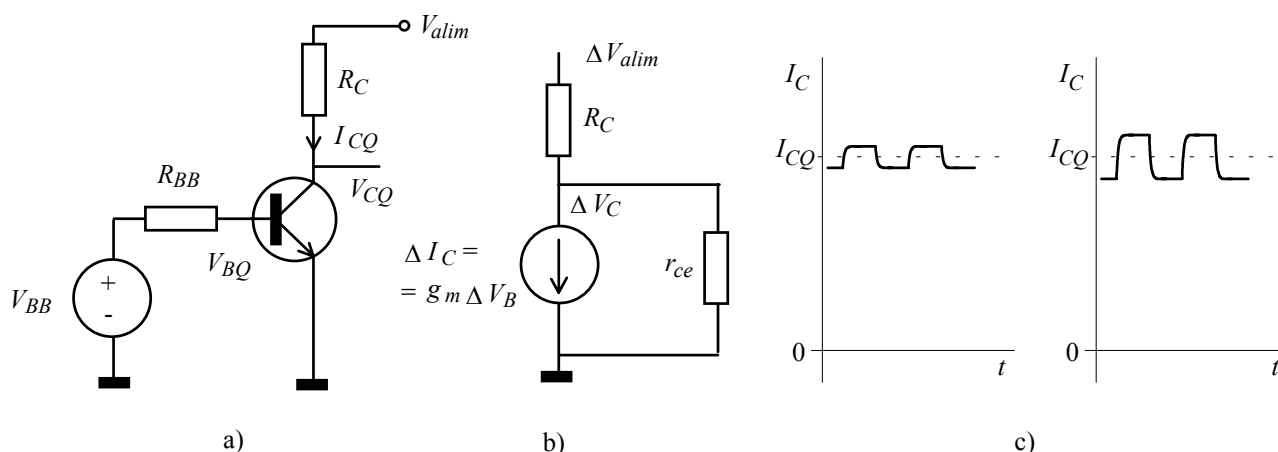


Fig. 9.55. Liniaritatea la variații mici.

După cum știm, în circuit se stabilește un regim de curent continuu în care potențialele și curenții nu se mai modifică în timp. Spunem că am polarizat etajul și am obținut regimul de repaus (**quiescent** în limba engleză). Să notăm cu  $V_{BQ}$ ,  $V_{CQ}$  și  $I_{CQ}$  potențialul bazei, potențialul colectorului și, respectiv, curentul de colector, toate măsurate în regimul de repaus. Modificăm apoi cuasistatic, cu o cantitate mică, potențialul bazei, care devine  $V_B = V_{BQ} + \Delta V_B$ . Deși caracteristica statică a tranzistorului este puternic neliniară,

dacă variațiile sunt suficient de mici, ele sunt aproximativ proporționale,  $\Delta I_C = g_m \Delta V_B$  cu  $g_m$  constant.

Cînd se modifică rezistența  $R_C$  din colector iar  $\Delta V_B = 0$  putem, de asemenea, defini rezistența dinamică  $r_{ce} = \Delta V_C / \Delta I_C$ . Se poate construi astfel un model liniar, cu condiția să nu luăm în considerare decât variațiile de la regimul de repaus iar aceste variații să fie mici (desenul b al figurii). Acesta este, deocamdată, un **model static**; dacă este nevoie, el poate fi completat cu condensatoare și inductoare, liniaritatea sa păstrîndu-se.

Nu trebuie să uităm, însă, că dispozitivul **a rămas unul neliniar**; nu are nici un sens să împărțim  $V_C$  la  $I_C$  și nici  $I_C$  la  $V_B$ . Tranzistorul nu are rezistențe și transconductanțe altele decât cele **dinamice, definite pentru variații mici în jurul valorilor de repaus**. De asemenea, proprietățile de omogenitate și aditivitate se referă numai la abaterile de la regimul de repaus; așa cum se vede în Fig. 9.55 c), numai  $\Delta I_C$  crește de același număr de ori cu cît a crescut  $\Delta V_B$ .

Deși cele două proprietăți ale circuitelor liniare enunțate anterior, omogenitatea și aditivitatea, sunt frumoase și utile, sistemele liniare au multe alte proprietăți extrem de interesante și la fel de folosite pentru utilizator. Le vom explora, pe rînd, în această secțiune.

### Răspunsul la semnale periodice

Să luăm un circuit liniar, în stare inițială relaxată, adică avînd toți curenții și toate tensiunile nule. Apoi, la  $t = 0$  să începem să-l excităm (cu o sursă de tensiune sau curent) cu o formă de undă strict periodică, de formă oarecare. Cum vor evolua în timp potențialele și curenții din circuit ?

Cel mai simplu caz este atunci cînd circuitul conține numai elemente fără memorie (de exemplu rezistoare): la fiecare moment de timp oricare dintre potențiale sau curenți vor depinde numai de starea semnalului de excitație din acel moment. Cum ecuațiile sunt liniare, formele de undă ale acestor potențiale și curenți vor fi proporționale (identice pînă la o constantă multiplicativă) cu forma de undă a excitației.

Un circuit liniar fără memorie nu distorsionează forma semnalului de excitație, oricare ar fi aceasta.

Divizorul rezistiv este un astfel de circuit și pe proprietatea anterioară se bazează utilizarea sa la controlul volumului într-un lanț audio, unde semnalul are o formă oarecare, nici măcar periodică.

Ce se întâmplă însă dacă circuitul are memorie ? Să ne referim la un exemplu deja studiat, integratorul RC excitat cu semnal dreptunghiular și să privim evoluția tensiunii de ieșire începând chiar de la momentul aplicării excitației (Fig. 9.56). Distingem două regimuri diferite. După trecerea unui anumit timp, semnalul de ieșire se repetă identic la fiecare perioadă; avem **regimul permanent**. Înainte însă de acest regim, semnalul are o formă mai complicată, care trece treptat în forma de la regimul permanent; este ceea ce se numește **regimul tranzitoriu**. Atunci când am studiat integratorul și derivatorul excitate cu semnal periodic dreptunghiular, ne-am referit numai la regimul permanent.

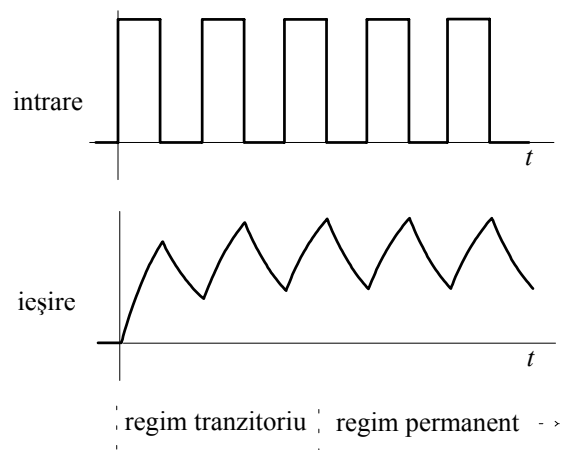


Fig. 9.56. Răspunsul integratorului RC la un semnal periodic dreptunghiular.

### De ce apare regimul tranzitoriu

Se poate arăta că răspunsul în timp al unui circuit liniar este o sumă de termeni. O parte din ei au forme care depind numai de circuit și nu de semnalul de excitație. Grupul lor formează ceea ce se numește **răspunsul liber al circuitului**. La circuitele stabile, răspunsul liber se stinge în timp, formele termenilor fiind în general exponențiale sau sinusoidale a căror anvelopă se stinge exponențial. De exemplu, la integratorul și derivatorul RC răspunsul liber constă dintr-un termen de forma  $C \cdot e^{-t/\tau}$ , constanta  $C$  depinzând atât de circuit cât și de semnalul de excitație.

A doua grupă din răspunsul în timp al circuitului conține termeni a căror formă este determinată atât de semnalul de excitație cât și de circuit: este **răspunsul forțat**. Dacă excitația este strict periodică, răspunsul forțat va fi tot periodic, cu aceeași perioadă.

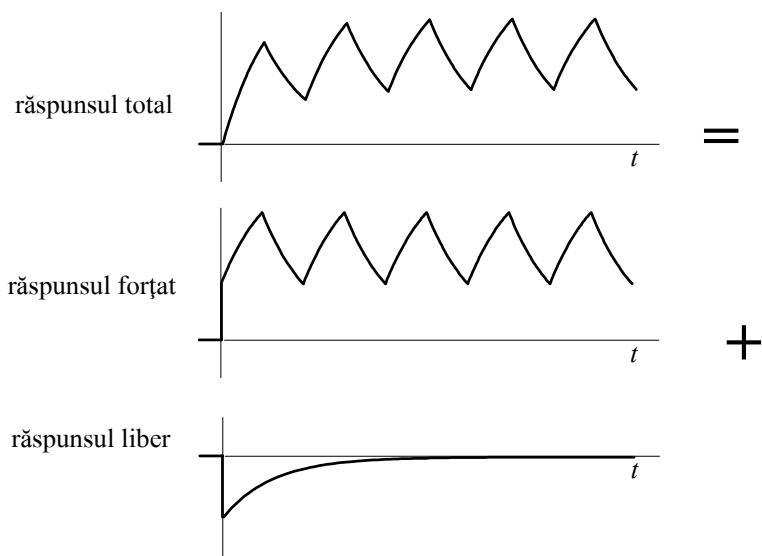


Fig. 9.57. Răspunsul total este suma între răspunsul liber și răspunsul forțat.

$$\text{răspunsul circuitului} = \text{răspunsul liber} + \text{răspunsul forțat}$$

(9.32)

Răspunsul în timp al unui circuit liniar este suma dintre răspunsul liber și răspunsul forțat; la circuitele stabile, răspunsul liber se stinge în timp.

Acest lucru a fost exemplificat în Fig. 9.57 pentru cazul integratorului RC excitat cu semnal dreptunghiular.

Înțelegem acum motivul apariției răspunsului tranzitoriu: răspunsul liber nu s-a stins încă și prezența lui afectează forma răspunsului total. După stingerea răspunsului liber, răspunsul permanent care se observă este, de fapt, răspunsul forțat.

$$\begin{aligned} t \leq T_{st} &\Rightarrow \text{răspunsul tranzitoriu} = \text{răspunsul liber} + \text{răspunsul forțat} \\ t \gg T_{st} &\Rightarrow \text{răspunsul permanent} \cong \text{răspunsul forțat} \end{aligned}$$

Cum stingerea răspunsului liber se face exponențial, timpul de stingere  $T_{st}$  se definește convențional, după un criteriu pragmatic (de exemplu prin condiția ca amplitudinea să coboare sub 1 % din cea inițială).

Să ne întoarcem la răspunsul permanent. Este forma lui identică cu aceea a excitației? Avem câteva exemple deja studiate, la integratorul și derivatorul RC, care arată clar modificarea formei de undă: deși la intrare semnalul este dreptunghiular, la ieșire putem avea semnal triunghiular sau chiar o secvență de pulsuri scurte.

În general, răspunsul permanent al unui circuit liniar nu are aceeași formă cu semnalul de excitație; răspunsul său păstrează însă caracterul periodic și mărimea perioadei.

## 2.B. Regimul sinusoidal permanent

Să alegem acum pentru semnalul de excitație periodic o formă sinusoidală

$$E(t) = E_0 \sin(\omega t + \varphi_{in}) \quad (9.33)$$

unde mărimea  $\omega$  este **frecvența circulară** (măsurată în radiani pe secundă). Prin schimbarea mărimii fazei  $\varphi_{in}$ , expresia poate fi scrisă atât prin sinus cât și prin cosinus. Cele două funcții elementare, cu nume diferite, reprezintă de fapt aceeași funcție, decalată cu  $90^\circ$  pe axa fazelor; o vom numi, pentru simplificare, funcție sinus.

Știm deja că după trecerea regimului tranzitoriu, fiecare potențial și fiecare curent din circuit va evolua periodic, cu perioada  $T = 2\pi/\omega$ . Așa cum se vede în Fig. 9.58, la excitație sinusoidală se întâmplă un lucru remarcabil: evoluția fiecărui potențial și a fiecărui curent se face **sinusoidal, cu aceeași forma ca și excitația**. Sunt diferite numai amplitudinile și fazele acestor sinusoide.

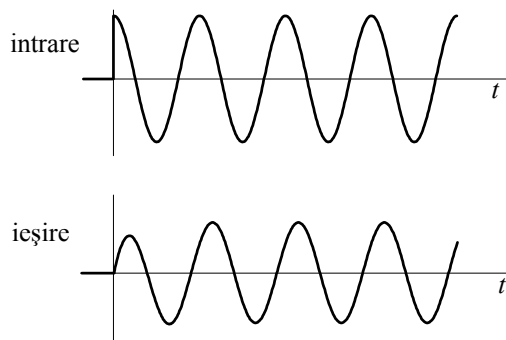


Fig. 9.58. Răspunsul permanent al unui circuit liniar la o excitație sinusoidală are tot formă sinusoidală.

La excitație sinusoidală, un circuit ajunge în **regimul sinusoidal permanent** în care toate potențialele și toți curenții evoluează sinusoidal, cu frecvența de excitație.

Am văzut că, în general, răspunsul unui circuit liniar modifică forma excitației. Sinusoida este singurul semnal periodic care face excepție.

Semnalul sinusoidal este singurul semnal periodic care nu este deformat de către circuitele liniare.

Ce are forma de undă sinusoidală atât de special încît este singura cu această proprietate ? Să reluăm relația de funcționare a condensatorului

$$I(t) = C \cdot dU/dt \quad (9.34)$$

și să presupunem că tensiunea are o dependență sinusoidală

$$U(t) = U_0 \sin(\omega t + \varphi_{in}); \quad (9.35)$$

atunci evoluția curentului este descrisă de relația

$$\begin{aligned} I(t) &= CU_0\omega \cos(\omega t + \varphi_{in}) = CU_0\omega \sin\left(\omega t + \varphi_{in} + \frac{\pi}{2}\right) = \\ &= I_0 \sin(\omega t + \varphi_{out}) \end{aligned} \quad (9.36)$$

Am obținut tot o dependență sinusoidală, deoarece **sinusoida își păstrează forma la operația de derivare** (și, bineînțeles, și la operația inversă, de integrare). Ea este singura funcție periodică ce se bucură de această proprietate. Acesta este motivul pentru care ea nu este deformată de un circuit liniar, ale cărui ecuații conțin numai derivări, integrări, multiplicări cu constante și adunări.

*Observație: Mai există o funcție cu formă invariantă la derivare, funcția exponențială, dar ea nu este periodică. Acum se poate înțelege de ce aceasta apare în răspunsul liber al circuitelor liniare, alături de sinusoida a căror amplitudine se stinge exponențial.*

Mai mult, putem afirma că

numai circuitele liniare păstrează nedistorsionată forma unui semnal sinusoidal.

Cu alte cuvinte, numai pentru aceste circuite putem vorbi de un regim sinusoidal permanent. Aceasta reprezintă încă o modalitate de verificare a liniarității unui circuit; este bine ca ea să se facă la mai multe frecvențe. Din păcate, micile distorsiuni ale sinusoidelor nu sunt așa de evidente la o inspecție vizuală; o metodă mult mai sensibilă de punere în evidență a neliniarității este măsurarea **armonicilor** semnalului de ieșire.

### Amplificarea și impedanța complexă

Să excităm intrarea unui circuit liniar cu o tensiune sinusoidală. Ca urmare, în regimul sinusoidal permanent toate potențialele variază sinusoidal în timp, deci și tensiunea de ieșire (Fig. 9.59). Cum tensiunea de intrare și cea de ieșire au aceeași frecvență și **aceeași formă**, legătura între ele poate fi făcută foarte simplu: ajunge să spunem de câte ori a crescut amplitudinea și care este defazajul suplimentar introdus de circuit. Aceste informații sunt extrem de comod de manipulat dacă semnalele sinusoidale li se asociază niște **mărimi complexe**. Sub formă trigonometrică acestea se scriu ca

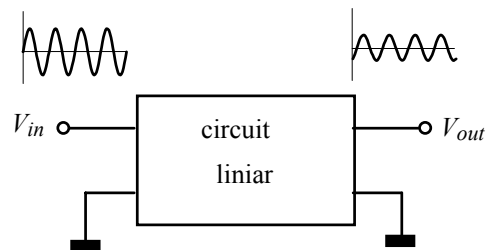


Fig. 9.59. Semnale de intrare și ieșire în regim sinusoidal permanent.



$$\tilde{V}(t) = |V|e^{j(\omega t + \varphi)} = |V|e^{j\varphi}e^{j\omega t} \quad (9.37)$$

unde modulul numărului complex reprezintă amplitudinea sinusoidei iar  $\varphi$  este faza sa inițială.

*Observație: Ca în majoritatea textelor, am notat unitatea imaginară  $\sqrt{-1}$  cu  $j$  deoarece litera  $i$  este rezervată pentru intensitățile curenților.*

Cu numere complexe putem face înmulțiri și împărțiri; putem să împărțim, astfel, tensiunea de ieșire la tensiunea de intrare și să obținem un **număr** care este **amplificarea complexă  $\tilde{A}$**

$$\tilde{A} = \frac{\tilde{V}_{out}(t)}{\tilde{V}_{in}(t)} = \frac{|V_{out}|}{|V_{in}|}e^{j(\varphi_{out} - \varphi_{in})} = |A|e^{j\Phi}; \quad (9.38)$$

cum ambele sinusoidale au aceeași frecvență,  $\tilde{A}$  nu depinde de timp. Deoarece modulul raportului este egal cu raportul modulelor,

modulul amplificării ne spune de câte ori a crescut amplitudinea sinusoidei.

La efectuarea împărțirii, fazele (argumentele) numerelor complexe se scad; astfel

faza (argumentul) amplificării reprezintă defazajul introdus de circuit; dacă acesta e pozitiv, semnalul de ieșire este defazat înaintea celui de intrare.

În același mod poate fi introdusă și impedanța; modulul ei este egal cu raportul între amplitudinea tensiunii și aceea a curentului iar argumentul (faza) impedanței complexe este faza cu care tensiunea este înaintea curentului. De asemenea, putem lucra și cu **admitanța**, care este inversul impedanței.

Trebuie notat că

amplificarea complexă, impedanțele și admitanțele sunt definite numai pentru **un semnal sinusoidal, după ce regimul circuitului devine unul permanent.**

Nu are nici un sens să vorbim despre mărimea amplificării în cazul prezentat în Fig. 9.60, deoarece semnalele de intrare și de ieșire nu au aceeași formă.

Dacă refacem experimentul cu un semnal sinusoidal de altă frecvență, vom găsi altă amplificare complexă. Putem defini, astfel, o funcție complexă de variabilă reală pozitivă  $\omega$ ,  $\tilde{A}(\omega)$ , numită **răspuns la semnal sinusoidal** sau mai simplu **răspuns în frecvență** al circuitului (**frequency response** în engleză). De multe ori, funcția este numită tot amplificare.

În cazul circuitelor fără memorie, frecvența semnalului de excitație nu are nici o relevanță pentru amplificare, ele iau în considerație numai valoarea excitației de la momentul prezent. Astfel

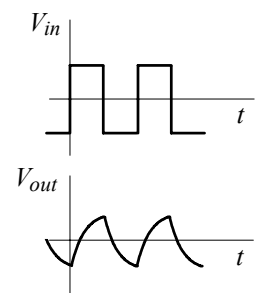


Fig. 9.60.

pentru circuitele fără memorie, amplificarea nu depinde de frecvență, fiind o constantă reală.

Dacă această constantă este negativă, circuitul este unul **inversor**.

Mult mai interesante sunt lucrurile pentru circuitele cu memorie. Pentru ele, atât modulul cât și faza amplificării depind de frecvență, circuitele comportându-se **selectiv**. Calculul amplificării și impedanțelor complexe este foarte simplu, la fel ca la curent continuu, dar lucrând cu impedanțele complexe:

$$\boxed{\begin{array}{l} Z_R = R \\ Z_L = j\omega L \\ Z_C = 1/(j\omega C) \end{array}} \quad (9.39)$$

## 2.C. Filtrul trece jos

Să calculăm amplificarea complexă pentru un circuit cunoscut, integratorul analogic (Fig. 9.61). Avem un divizor alcătuit din două impedanțe, una rezistivă și una capacitivă. Raportul tensiunilor se obține cu regula de trei simplă

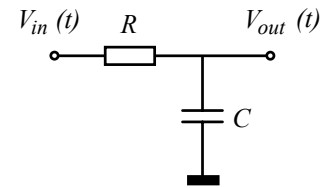


Fig. 9.61. Filtrul RC trece-jos.

$$\tilde{A}(\omega) = \frac{1/(j\omega C)}{R + 1/(j\omega C)} = \frac{1}{1 + j\omega RC}. \quad (9.40)$$

Este util să introducem constanta  $\omega_c = 1/(RC) = 1/\tau$  (frecvență circulară) și să scriem amplificarea ca

$$\tilde{A}(\omega) = \frac{1}{1 + j\omega/\omega_c}, \quad (9.41)$$

expresiile modulului și fazei fiind, astfel

$$\begin{aligned} |\tilde{A}(\omega)| &= \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^2/\omega_c^2}} \\ \Phi(\omega) &= \text{Angle}(-\omega/\omega_c; 1) \end{aligned} \quad (9.42)$$

*Observație:* Funcția  $\text{Angle}(a; b)$  reprezintă valoarea unghiului ce are sinusul egal cu  $a$  și cosinusul egal cu  $b$ . Expresia  $\Phi_z = \arctan(\text{Im } z/\text{Re } z)$  ("corectată" uneori prin  $\Phi_z = \text{Arctan}(\text{Im } z/\text{Re } z)$ ), întâlnită în multe cărți este o prostioară perpetuată de autori ce nu au calculat niciodată o fază a unui număr complex care să fie mai mare de  $90^\circ$ . De exemplu, numărul complex  $\sqrt{3} - 0.5j$  are fază  $150^\circ$  în timp ce formula cu  $\arctan$  conduce la valoarea  $-30^\circ$  iar cea cu  $\text{Arctan}$  este atât de generoasă încît furnizează  $-30^\circ \pm k \cdot 90^\circ$  cu  $k = 0, 1, 2, \dots$

Dependența de frecvență a acestor mărimi este cea desenată în Fig. 9.62 a). Sinusoidele cu frecvențele  $\omega \ll \omega_c$  trec practic nealterate (amplificarea unitară, defazaj nul), în timp ce sinusoidalele cu frecvențe mari sunt puternic atenuate (amplificare mult mai mică decât unitatea) și defazate în urmă cu aproximativ  $90^\circ$ . Exact la frecvența  $\omega = \omega_c$ , amplificarea este  $1/\sqrt{2} = 0.707$  iar defazajul este de  $-45^\circ$ . Circuitul funcționează ca un **filtru trece-jos**,  $\omega_c = 1/(RC)$  fiind numită **frecvență (circulară) de tăiere**.

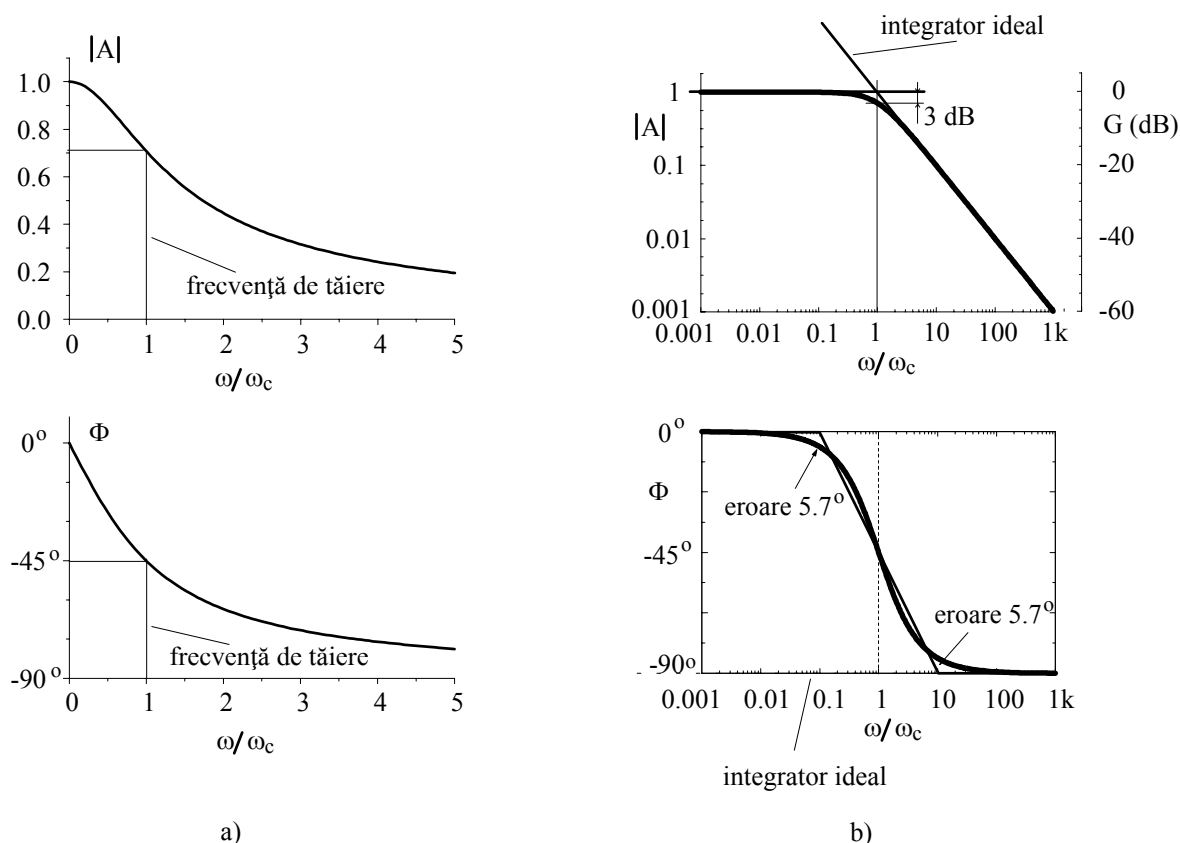


Fig. 9.62. Modulul amplificării și faza, pentru filtrul trece jos din Fig. 9.61.

Reprezentarea grafică în coordonate lineare este utilă doar atunci când se urmărește separarea unor semnale de frecvențe apropiate. În imensa majoritate a cazurilor

reprezentarea răspunsului în frecvență se face cu o scală de frecvență logaritmică.

Și pentru modulul amplificării se utilizează o scală logaritmică; astfel de grafice sunt numite **diagrame Bode**. Diagramele răspunsului în frecvență pentru integratorul RC (filtru trece-jos) arată ca în desenul b) al figurii. Se observă că diagrama modulului amplificării poate fi foarte bine aproximată cu două segmente de linie dreaptă; de asemenea, și diagrama fazei poate fi aproximată prin segmente de dreaptă. Obținem, astfel, **diagramele Bode aproximative** care, așa cum vom vedea, se pot trasa extrem de ușor.

La frecvențe  $\omega \ll \omega_c$  (cel puțin o decadă mai jos decât  $\omega_c$ ) modulul amplificării este practic constant iar defazajul neglijabil (sub  $6^\circ$ ). Aceasta este **banda de trecere** a filtrului (**pass band** în engleză). Pentru  $\omega \gg \omega_c$ , dependența  $|\tilde{A}(\omega)|$  poate fi bine aproximată cu  $\omega_c/\omega$ ; dependența în  $\omega^{-1}$  arată în coordonate dublu logaritmice ca o dreaptă cu panta -1 decadă pe decadă. Aici modulul amplificării este mic, suntem în **banda de oprire** (**stop band** în engleză); modulul amplificării scade ca  $1/\omega$ , avem un filtru trece jos **de ordinul întâi**. Demarcația între cele două benzi nu este netă; putem vorbi de o **bandă de tranziție**, situată în jurul frecvenței  $\omega_c$ , bandă în care amplificarea are valori intermediare.

Cele două asimptote ale diagramei modulului se întâlnesc la frecvența  $\omega_c$ , unde modulul amplificării este  $1/\sqrt{2}$ . Această frecvență este numită frecvență de frîngere (**corner frequency**) datorită întâlnirii celor două drepte. În acest caz, ea este și **frecvența de tăiere**, definită acolo unde modulul amplificării este  $1/\sqrt{2} = 0.707$  din valoare din banda de trecere.

Frecvența de tăiere se definește prin condiția ca modulul amplificării să fie  $1/\sqrt{2} = 0.707$  din valoare sa din banda de trecere.

Simplitatea formei obținute este un avantaj esențial al reprezentării în scară dublu logaritmică pentru orice funcție putere, de tipul  $\omega^m$ : graficul este o linie dreaptă cu panta de  $m$  decade pe decadă. Or, se poate arăta că la circuitele liniare dependența  $|\tilde{A}(\omega)|$  poate fi aproximată pe porțiuni tocmai prin astfel de funcții.

Reprezentarea dependenței  $|\tilde{A}(\omega)|$  în coordonate log-log face ca graficul să poată fi bine aproximat prin segmente de dreaptă.

De multe ori, în locul modulului amplificării se utilizează **cîștigul** (sau **amplificarea în decibeli**) definit ca

$$G = 20 \cdot \log|\tilde{A}|. \quad (9.43)$$

Graficul din Fig. 9.62 b) a fost gradat și în decibeli iar în Tabelelele 9.1 aveți câteva corespondențe utile între amplificare și cîștig.

Tabelul 9.1.

Amplificarea (adimensională)	Cîștigul (dB)
0.01	-40
0.1	-20
0.5	-6
$1/\sqrt{2} = 0.707$	-3
1	0
$\sqrt{2} = 1.41$	+3
2	+6
10	+20
100	+40

Putem acum să definim frecvența de tăiere prin valoarea cîștigului

La frecvența de tăiere, cîștigul este cu 3 dB mai mic decît valoarea sa din banda de trecere.

Am făcut, în legătură cu circuitele liniare cu memorie, o afirmație care vi s-a părut poate șocantă: numai semnalul pur sinusoidal scapă nedistorsionat la trecerea printr-un astfel de circuit. Or dumneavoastră știți că semnalele reale care sunt prelucrate de amplificatoare nu sunt sinusoidale. Cum se face că ele nu sunt distorsionate ?

Să ne referim la cazul particular al semnalelor periodice, rezultatul fiind valabil și pentru cele neperiodice. După cum știți,

un semnal periodic cu frecvența de repetiție  $\omega_0$  poate fi interpretat ca o sumă infinită de semnale sinusoidale cu frecvențele  $0, \omega_0, 2\omega_0, 3\omega_0, \dots$

termenii sumei fiind componentele (armonicele) Fourier. Așa cum am văzut, pentru circuitele liniare este valabilă **teorema superpoziției**: descompunem semnalul de intrare într-o sumă de termeni, calculăm răspunsul circuitului la fiecare din acești termeni ca și cum ar acționa singur și însumăm răspunsurile parțiale; ceea ce obținem este răspunsul circuitului. Este foarte avantajos să aplicăm superpoziția în cazul descompunerii Fourier (Fig. 9.63), deoarece știm să calculăm ușor răspunsul la excitație sinusoidală.

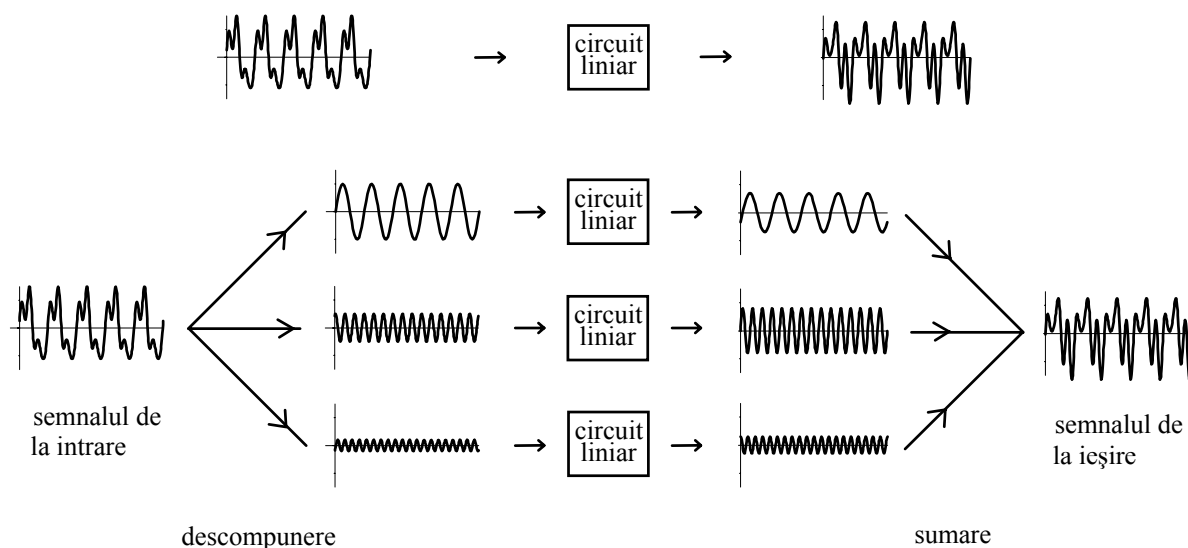


Fig. 9.63. Calculul răspunsului prin metoda superpoziției.

Amplificatoarele au un răspuns în frecvență asemănător cu al unui filtru trece jos: prezintă întodeauna o bandă de trecere și o frecvență de tăiere superioară. Pentru semnalele reale, numărul de componente cu amplitudine nenulă este finit; dacă toate aceste componente sunt situate în banda de trecere, fiecare din ele va fi amplificată practic de același număr de ori și nu va fi defazată aproape de loc. În consecință, prin suprapunerea lor la ieșire, vor reconstitui aproape identic forma semnalului de la intrare. Semnalul va fi, astfel, practic nedistorsionat.

Observați că în paragraful anterior am folosit mereu cuvintele "practic" și "aproape". Strict vorbind, amplificarea în banda de trecere nu este riguros constantă, scăzând rapid pe măsură ce ne apropiem de frecvența de tăiere. Mai grav este ce se întâmplă cu defazajul, la o decadă sub frecvența de tăiere el este încă de  $5.7^\circ$  și nu se reduce prea rapid. Chiar poziționate în banda de trecere, componentele semnalului vor fi amplificate și defazate în mod diferit și la ieșire semnalul nu mai are exact forma celui de la intrare. Distorsiunile, numite uneori **distorsiuni de frecvență**, sunt însă foarte mici; ele pot fi reduse dacă evităm zona spectrală apropiată de frecvența de tăiere. Din acest motiv, chiar dacă semnalul audio nu conține componente cu frecvențe mai mari de 20 kHz, amplificatoarele ce oferă distorsiuni foarte mici au banda de trecere ajungând dincolo de 100 kHz.

*Observație: În banda de trecere a filtrului trece-jos studiat, faza amplificării este practic constantă și egală cu zero. Aceasta nu este o condiție obligatorie pentru ca semnalele care au componente numai în această bandă să nu fie distorsionate. În general, dacă faza evoluează liniar cu frecvența  $\Phi = \text{const.} - \tau_g \cdot \omega$ , toate componentele din bandă vor fi întârziate cu același interval  $\tau_g$  numit **timp de întârziere de grup (group delay)** în engleză. În consecință, semnalul va fi nedistorsionat dar întârziat cu  $\tau_g$ . Pentru anumite circuite faza poate să crească liniar cu frecvența, semnalele fiind defazate în avans !*

Înainte de a merge mai departe, să analizăm și din acest punct de vedere funcția de integrator a circuitului de care ne ocupăm. Dacă tensiunea de ieșire ar fi **exact** proporțională cu integrala tensiunii de intrare, la semnalul  $U_0 e^{j\omega t}$  circuitul ar răspunde cu  $\frac{U_0}{j\omega\tau} e^{j\omega t}$ , astfel că răspunsul în frecvență ar fi  $\tilde{A}(\omega) = \omega_c / (j\omega)$ . Dependența modulului și fazei pentru acest **integrator ideal** sunt reprezentate cu linie punctată pe Fig. 9.62 b). Se vede clar că

la semnal sinusoidal, comportarea integratorului RC se apropie de aceea a integratorului ideal dacă frecvența semnalului este mult mai mare decât frecvența de tăiere.

Aceasta este comportarea pentru un semnal pur sinusoidal. Un semnal periodic oarecare poate fi considerat o sumă a componentelor sale Fourier. De exemplu, pentru semnalul dreptunghiular simetric, amplitudinile primelor 11 componente sunt cele din Fig. 9.64 (ele sunt în număr infinit, toate cele pare fiind nule). Dacă fundamentală, care are frecvența  $\omega_0$ , îndeplinește condiția  $\omega_0 \gg \omega_c$ , atunci toate componentele o îndeplinesc și integratorul real se comportă aproape ca un integrator ideal.

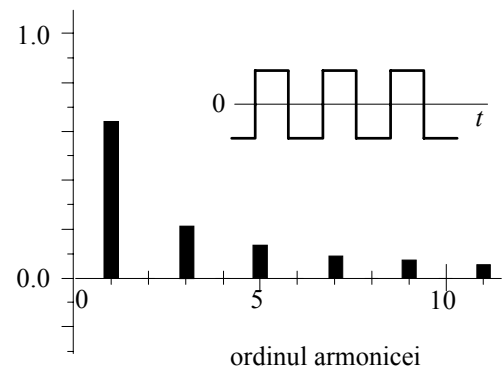


Fig. 9.64. Amplitudinile primelor armonice pentru un semnal periodic dreptunghiular simetric.

Pentru ca integratorul RC să se comporte aproape ca un integrator ideal, semnalul de intrare trebuie să conțină numai componente Fourier de frecvențe mult mai mari decât frecvența de tăiere.

Această afirmație este adevărată pentru un semnal oarecare, nu neapărat periodic.

## 2.D. Filtrul trece sus

A venit acum rândul derivatorului RC (Fig. 9.65) să-i calculăm răspunsul în frecvență. Cu notația  $\omega_c = 1/(RC)$ , obținem

$$\tilde{A}(\omega) = \frac{j\omega/\omega_c}{1 + j\omega/\omega_c}; \quad (9.44)$$

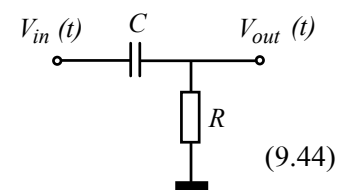


Fig. 9.65. Filtrul trece-sus.

diagramele Bode fiind desenate în Fig. 9.66 a). De data aceasta, semnalele de frecvențe mari trec neatenuate și nedefazate: avem un filtru **trece-sus** (high pass în engleză). În banda de oprire, modulul amplificării merge aproximativ ca  $\omega$ , grafcul avînd o pantă de +1 decadă pe decadă. Aici defazajul este de aproximativ  $+90^\circ$  (sinusoida de la intrare este defazată înaintea celei de la intrare).

La frecvența nulă, amplificarea este zero. Aceasta înseamnă că în regim de curent continuu potențialul ieșirii este la zero. Ce semnificație are acest lucru pentru un semnal periodic oarecare? Dintre componentele sale Fourier, există una, la frecvența zero, care nu se va mai regăsi la ieșire. Aceasta este **componenta de curent continuu**, egală cu **media semnalului** pe o perioadă. Rezultă, de aici, că

în regim permanent, orice semnal periodic va avea media nulă după trecerea prin derivatorul RC.

Concluzia de mai sus are o importanță practică deosebită deoarece un asemenea circuit se utilizează la intrarea osciloscopului în cazul cuplării sale "în alternativ", în scopul blocării componentei continue. Forma de undă afișată se auto-axează întodeauna pe verticală astfel încât aria de deasupra axei  $y = 0$  să fie egală cu aria de sub axă (Fig. 9.66 b).

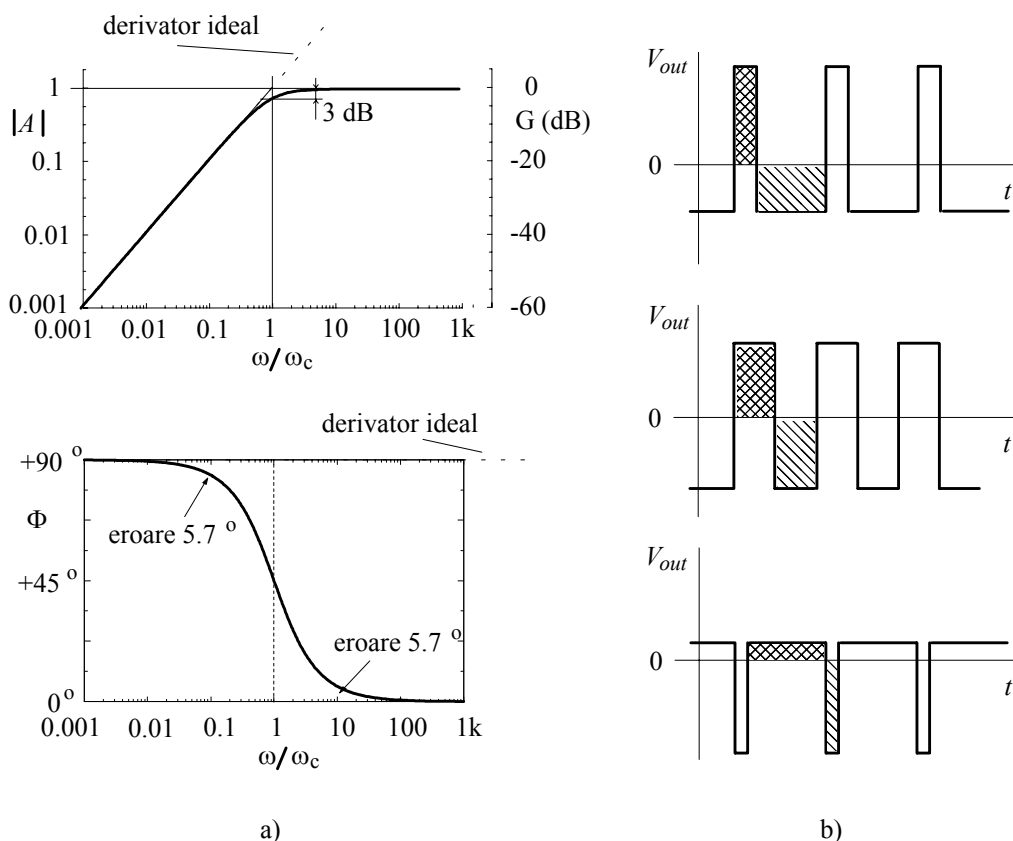


Fig. 9.66. Diagramele Bode pentru filtrul RC trece-sus din Fig. 9.65 (a) și auto-axarea semnalului de ieșire (b)

La frecvențe mici, comportarea derivatorului RC se apropie de aceea a derivatorului ideal, desenată cu linie punctată. În consecință,

pentru ca derivatorul RC să se comporte aproape ca un derivator ideal, semnalul de intrare trebuie să conțină numai componente Fourier de frecvențe mult mai mici decât frecvența de tăiere.

Pentru un semnal periodic care conține un număr infinit de armonice nenule, această condiție nu poate fi îndeplinită niciodată. Din acest motiv, pentru semnalul dreptunghiular, oricât de mică ar fi fost frecvența lui de repetiție, comportarea derivatorului RC nu se poate apropia de aceea a derivatorului ideal: derivata este infinită în momentul tranzițiilor dar tensiunea de ieșire nu poate lua valori infinite.

## 2.E. Funcții de transfer Laplace

Impedanța și amplificarea complexe sunt instrumente utile pentru înțelegerea funcționării circuitelor liniare; modulul și faza acestor funcții au semnificații simple, legate de răspunsul permanentizat al circuitului la excitație sinusoidală. De fapt, fundamentarea lor se face utilizând **transformarea Fourier**; așa cum știți, prin aplicarea acestei transformări asupra unei funcții reale de variabilă reală  $x(t)$  se obține imaginea sa Fourier, care este o funcție complexă de variabilă reală  $\omega$ . În acest formalism, amplificarea  $\tilde{A}(\omega)$ , impedanțele  $\tilde{Z}(\omega)$  și admitanțele  $\tilde{Y}(\omega)$  sunt cunoscute ca **funcții de transfer Fourier**.

Există însă un formalism și mai general, bazat pe **transformarea Laplace**, în care informațiile despre circuitele liniare capătă o formă excepțional de simplă și elegantă iar deducerea comportării lor este incredibil de comodă. Funcțiile de transfer Laplace sunt tot funcții complexe dar **variabila nu mai este reală ci una care ia valori în tot planul complex**  $s = a + j \cdot b$  cu  $a = \text{Re}(s)$ ,  $b = \text{Im}(s)$ . Ca și variabila Fourier  $\omega$  (reală), variabila complexă Laplace  $s$  are dimensiune de frecvență circulară (rad/s).

Deși fundamentarea formalismului este laborioasă, modul de calcul și de interpretare a **funcțiilor de transfer Laplace** este atât de simplu încât ați fi putut să-l învățați chiar în liceu. Analiza circuitelor se face ca în curent continuu dar cu **impedanțele Laplace (operaționale)**

$$\left. \begin{array}{l} Z_R(s) = R \\ Z_L(s) = sL \\ Z_C(s) = 1/(sC) \end{array} \right\}; \quad (9.45)$$

memorarea lor nu cere un efort suplimentar, sunt aceleași de la regimul sinusoidal, dar cu înlocuirea  $j\omega \rightarrow s$ . Astfel, pentru filtrele trece-jos și trece-sus studiate anterior, funcțiile de transfer Laplace se calculează chiar mai ușor decât cele Fourier (pentru că nu apare explicit  $j = \sqrt{-1}$ )

$$\begin{aligned} A(s) &= \frac{1}{1 + s/\omega_c} = \frac{\omega_c}{s + \omega_c} \quad (\text{trece - jos}) \\ A(s) &= \frac{s/\omega_c}{1 + s/\omega_c} = \frac{s}{s + \omega_c} \quad (\text{trece - sus}) \end{aligned} \quad (9.46)$$

Ele au forme cu totul particulare, sunt rapoarte de polinoame în  $s$ , cu coeficienți reali. Aici este cheia simplificării mecanismului:

pentru orice circuit liniar cu constante concentrate, funcția de transfer Laplace este un raport de polinoame cu coeficienți reali, în variabila Laplace  $s$ .

Cu excepția unei constante multiplicative, un polinom este complet determinat de rădăcinile sale; coeficienții fiind reali, aceste rădăcini nu pot fi decât fie **reale**, fie **perechi de numere complexe conjugate**. Nu vom avea niciodată o rădăcină  $s = 3 - 5 \cdot j$  fără să avem și perechea ei  $s = 3 + 5 \cdot j$ .

Rădăcinile numărătorului se numesc **zerouri**, pentru că acolo funcția de transfer se anulează, iar rădăcinile numitorului se numesc **poli**; aici funcția de transfer are o singularitate (este infinită). Reprezentarea în planul complex a acestor puncte formează **harta poli-zerouri**. Pentru cele două filtre, hărțile poli-zerouri sunt desenate în Fig. 9.67 : integratorul RC are un singur pol real negativ, situat la



$s = -\omega_c$ , iar derivatorul RC are un pol real negativ situat la  $s = -\omega_c$  și un zero localizat în originea planului complex.

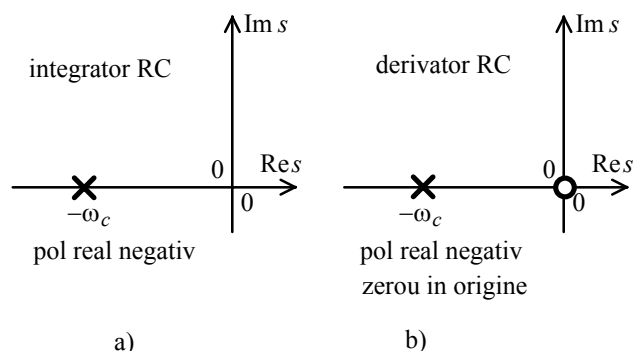


Fig. 9.67. Harta poli-zerouri pentru integratorul RC (a) și derivatorul RC (b). Polii sunt reprezentați prin  $\times$  iar zerourile prin  $\circ$

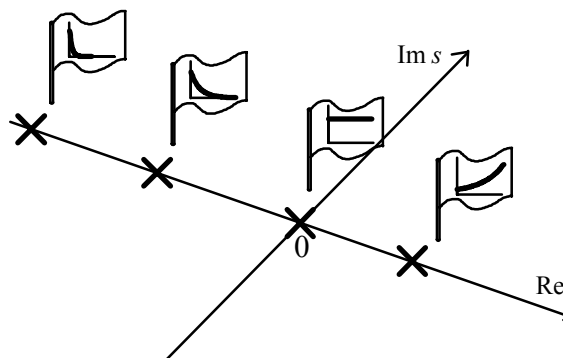


Fig. 9.68. Tipul contribuției unui pol real la răspunsul liber.

Pînă la o constantă multiplicativă, comportarea circuitului liniar, la orice semnal de intrare, poate fi dedusă din harta poli-zerouri.

Cu alte cuvinte, întreaga informație despre comportarea circuitului este condensată în pozițiile câtorva poli și zerouri.

De exemplu, caracterul răspunsului liber este dictat de fapt numai de poziția polilor: fiecare pol produce un termen în răspunsul liber al circuitului. Dacă polul este real și poziționat la  $s_p = \omega_p$ , forma termenului este una exponențială  $e^{\omega_p t}$  așa cum se vede în Fig. 9.68; pentru ca exponențialele să se stingă și circuitul să fie stabil toți polii reali trebuie să fie negativi. Așa se întâmplă în cazurile filtrelor studiate anterior, ambele au polul real situat la  $s_p = -\omega_c$ , ambele vor avea răspunsul liber de forma  $e^{-\omega_c t}$ .

O pereche de poli complecși produce în răspunsul liber doi termeni complex conjugăți care, prin însumare, conduc la un termen real de forma

$$e^{\text{Re}(s_p) \cdot t} \sin[\text{Im}(s_p) \cdot t + \varphi] \quad (9.47)$$

ca în Fig. 9.69 ; pentru ca anvelopa să se stingă în timp și circuitul să fie stabil este necesar ca  $\text{Re}(s_p) < 0$ , adică perechea de poli să fie în semiplanul stîng.

Putem trage acum o concluzie

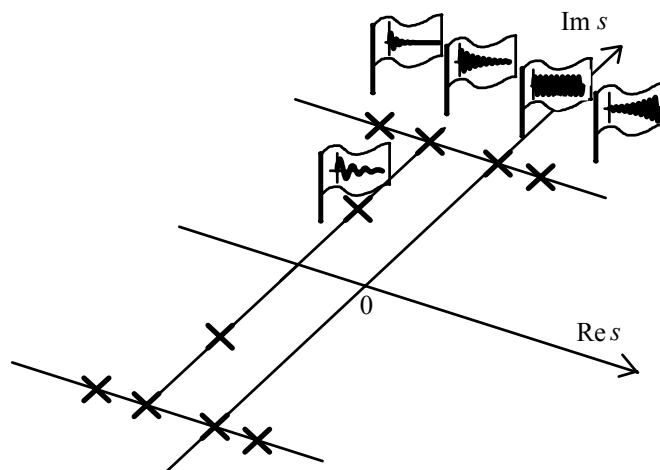


Fig. 9.69. Contribuția la răspunsul liber a unei perechi de poli complecși.

la un circuit stabil toți polii sunt în semiplanul stîng, unde  $\text{Re}(s) < 0$ .

În Fig. 9.70 a) este reprezentată o pereche de poli complex conjugați, situată în semiplanul stîng. Această pereche de poli produce în răspunsul liber un termen sinusoidal amortizat exponențial (desenul b), de forma

$$e^{-\omega_d t} \sin(\omega_{osc} \cdot t + \varphi) \quad (9.48)$$

frecvența circulară a oscilației este egală cu partea imaginară a perechii de poli iar constanta de timp de atenuare este  $\tau = 1/|\operatorname{Re}(s_p)|$ .

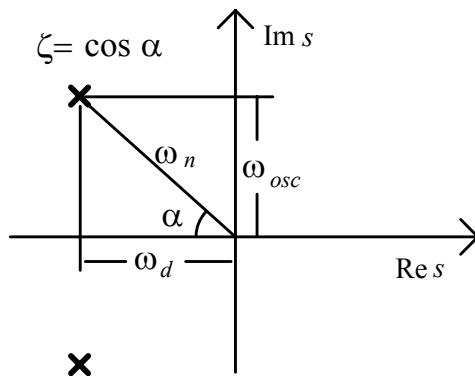


Fig. 9.70 a). Pereche de poli complecși în semiplanul stîng.

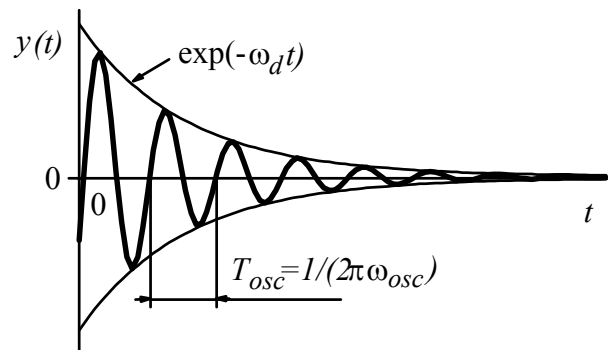


Fig. 9.70 b). Contribuția perechii de poli complecși la răspunsul liber.

Vom vedea că este util să exprimăm poziția polilor și altfel decît prin partea reală și partea imaginară. Astfel,  $\zeta = \cos \alpha$  este numit **factor de amortizare** iar distanța  $\omega_n$  pînă la origine este **frecvența naturală** a perechii de poli.

Pentru circuitele stabile toți polii sunt în semiplanul stîng. În plus, cu foarte puține excepții, zerourile sunt reale și negative. Astfel, dacă polii sunt reali, factorii de la numărător și, respectiv, numitor au formele

$$\begin{aligned} \text{la numărător: } (s + \omega_z); \quad & \text{frecvența zeroului este } \omega_z > 0 \\ \text{la numitor: } (s + \omega_p); \quad & \text{frecvența polului este } \omega_p > 0 \end{aligned} \quad (9.49)$$

Dacă circuitul este stabil, atunci există un regim sinusoidal permanent iar expresia funcției de transfer Fourier se obține din funcția de transfer Laplace cu înlocuirea  $s \rightarrow j\omega$ .

De multe ori calculul exact al funcției de transfer Fourier nici nu este necesar deoarece

răspunsul în frecvență aproximativ poate fi dedus direct din poziția polilor și zerourilor.

Așa cum am constatat la filtrul trece-jos (Fig. 9.71 a),

un pol real frînge caracteristica aproximativă  $G(\omega)$  în jos cu 20 dB pe decadă, exact la frecvența polului.

Caracteristica exactă are abaterea maximă față de cea aproximativă exact la frecvența polului, trecând cu 3 dB mai jos. Spre deosebire de acesta (Fig. 9.71 b),

un zero real frînge caracteristica aproximativă în sus, tot cu 20 dB pe decadă

caracteristica exactă trecînd cu 3 dB deasupra punctului de frîngere.

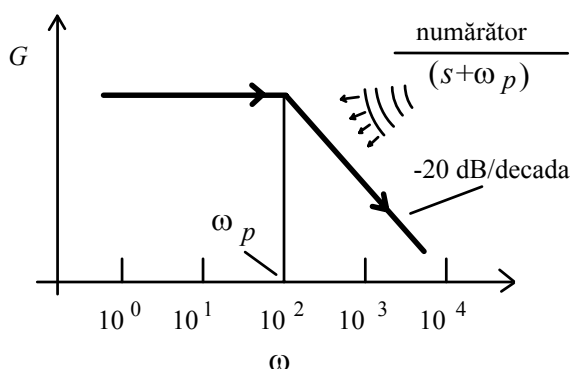


Fig. 9.71 a). Efectul unui pol real asupra diagramei câștigului: frîngerea în jos a diagramei, schimbîndu-i panta cu  $-20$  dB/decada.

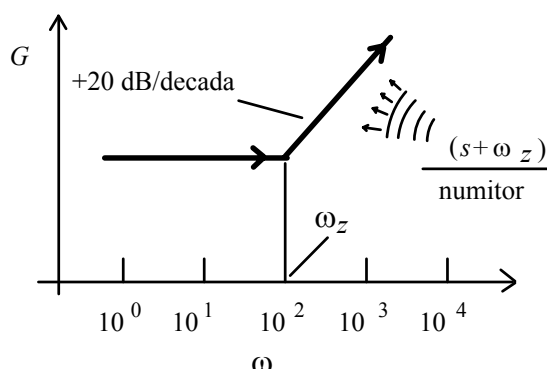


Fig. 9.71 b). Efectul unui zero real asupra diagramei câștigului: frîngerea în sus a diagramei, schimbîndu-i panta cu  $+20$  dB/decada.

În desenele anterioare am presupus caracteristica orizontală în stînga polului (zeroului); alte situații sunt reprezentate în Fig. 9.71 c) și Fig. 9.71 d).

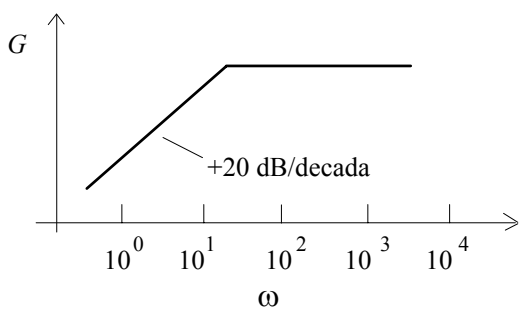


Fig. 9.71 c). Efectul unui pol real asupra diagramei câștigului: frîngerea în jos a diagramei, schimbîndu-i panta cu  $-20$  dB/decada.

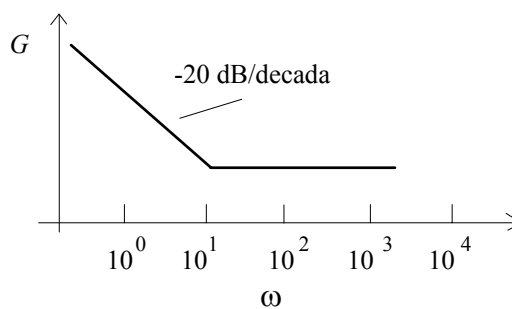
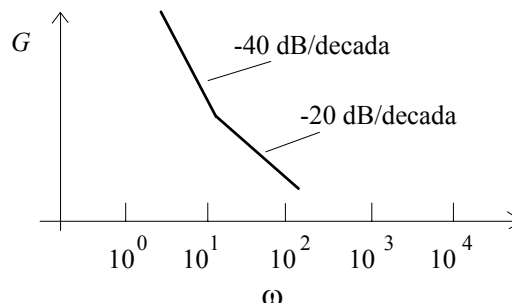
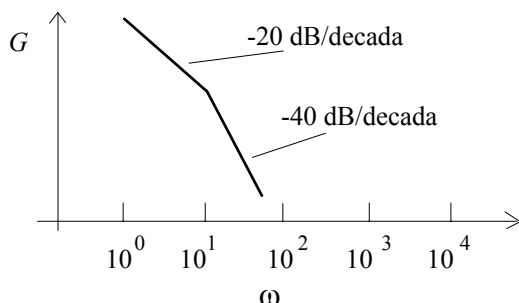


Fig. 9.71 d). Efectul unui zero real asupra diagramei câștigului: frîngerea în sus a diagramei, schimbîndu-i panta cu  $+20$  dB/decada.



Am văzut, însă, că polii pot fi și complex conjugați. Care este efectul unei asemenea perechi asupra diagramei câștigului? Așa cum se poate vedea în Fig. 9.71 e), caracteristica este frântă în jos, schimbându-și panta cu 40 dB pe decadă (cîte 20 dB pentru fiecare din cei doi poli); frîngerea caracteristicii aproximative se face la **frecvența naturală**  $\omega_n$  a perechii de poli. Așa ceva ar fi făcut și doi poli reali avînd aceeași frecvență. Deosebirea esențială este că, în cazul polilor reali, caracteristica exactă ar fi trecut cu 6 dB sub punctul de frîngere, pe cînd perechea de poli complecși produce un maxim, din ce în ce mai ascuțit și înalt pe măsură ce factorul de amortizare scade. Pe măsură ce amortizarea scade, poziția acestui maxim se apropie de frecvența naturală  $\omega_n$ .

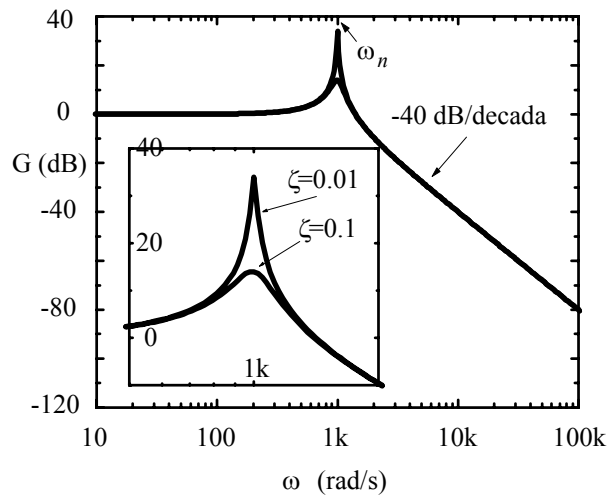


Fig. 9.71. e). Efectul unei perechi de poli complecși asupra diagramei câștigului.

Putem conchide acum că un filtru trece-jos are o caracteristică mai abruptă în banda de oprire dacă are un număr mai mare de poli.

Ordinul  $n$  al unui filtru trece-jos este egal cu numărul său de poli; în banda de oprire curba câștigului coboară cu  $20 \cdot n$  dB pe decadă (amplificarea scade cu  $n$  decade pe decadă).

Dacă polii sunt reali, fiecare va aduce o eroare de 3 dB la punctul de frîngere; deși în banda de oprire caracteristica devine din ce în ce mai abruptă, în zona de tranziție "umărul" caracteristicii se aplatisează și tranziția între benzi nu este netă, așa cum se observă în Fig. 9.72. Performanțe mult mai bune se pot obține dacă filtrul are și poli complecși conjugați. Din păcate,

circuitele cu rezistoare și condensatoare nu pot avea decît poli reali.

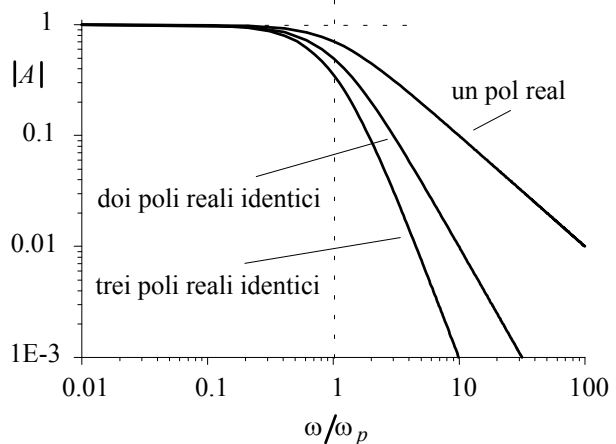


Fig. 9.72. Răspunsul în frecvență pentru filtre trece-jos RC cu unul, doi și, respectiv, trei poli.

## 2.F. Filtre trece-bandă

Dacă legăm **în cascadă** (unul după altul) un filtru trece-jos cu unul trece-sus, ca în Fig. 9.73 a), putem obține un filtru trece bandă. Trebuie, în plus, să avem grijă ca cel de-al doilea, prin impedanța sa de intrare să nu modifice semnificativ funcționarea primului. Amplificarea globală este produsul celor două amplificări; în scală logaritmică, produsul trece în sum, câștigurile celor două filtre se adună și diagrama modulului amplificării arată ca în Fig. 9.73 b).

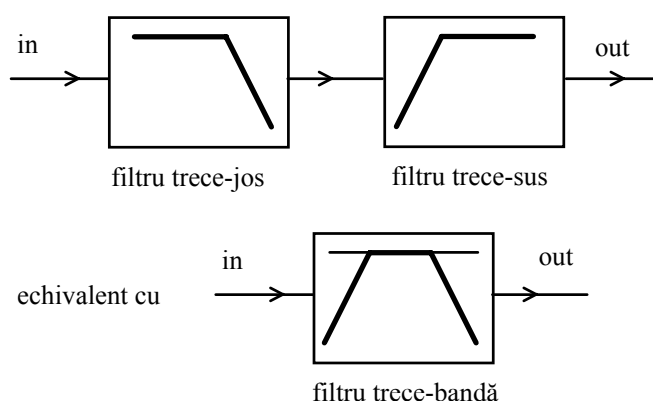


Fig. 9.73 a). Realizarea unui filtru trece-bandă prin legarea în cascadă a unui filtru trec-jos și a unui trece-sus (scheme bloc).

Am obținut un **filtru trece-bandă** care are o frecvență de tăiere inferioară și una superioară. Cea mai îngustă bandă de trecere o putem obține luând egale cele două frecvențe de tăiere ale filtrelor individuale (desenul c al figurii). Cam asta e tot ce putem obține cu circuite RC deoarece, așa cum am văzut, funcțiile lor de transfer nu pot avea decât poli reali.

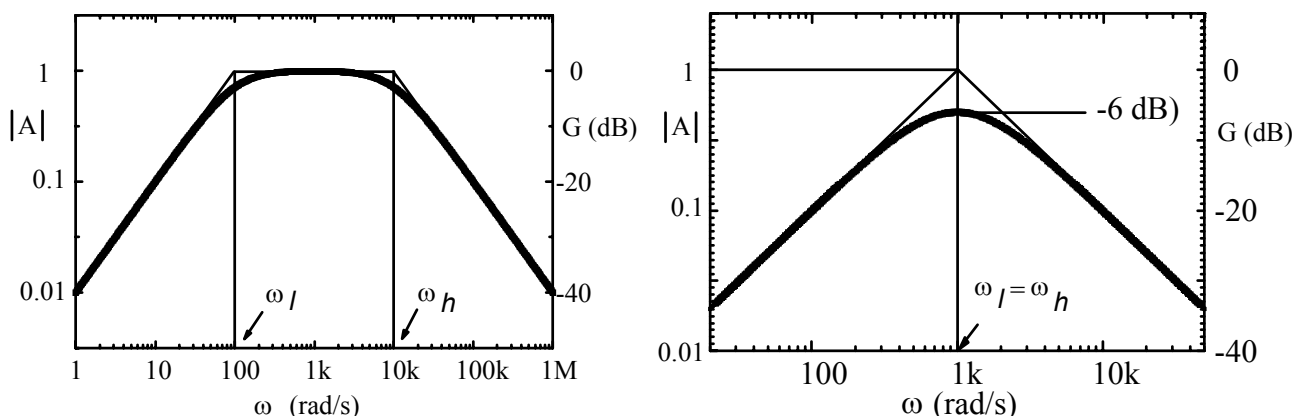


Fig. 9.73 Răspunsul în frecvență pentru filtre trece-bandă RC: de bandă largă (b) și cu polii suprapuși (c).

Selectivități mult mai bune se pot obține cu filtre RLC, întrucât acestea pot avea și poli complex conjugați. Să analizăm circuitul serie din Fig. 9.74, care este excitat cu o sursă de tensiune ideală. La frecvențe mari impedanța  $j\omega L$  a inductorului este dominantă și curentul este mic, tinzând la zero când  $\omega \rightarrow \infty$ . Pe de altă parte, la frecvențe mici domină impedanța  $1/(j\omega C)$  a condensatorului, la curent continuu ( $\omega = 0$ ) curentul fiind nul. Este evident că undeva între frecvența 0 și  $\infty$  impedanța trebuie să aibă un minim. Acest lucru se întâmplă când impedanțele inductorului și condensatorului devin **egale și opuse**, contribuția lor la impedanța totală anulându-se la **rezonanță**

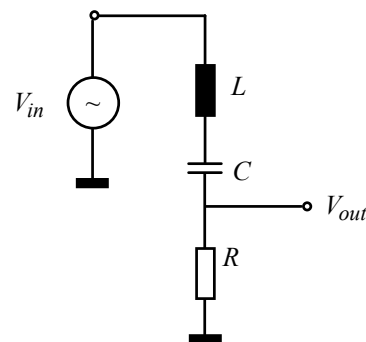


Fig. 9.74. Filtru RLC trece bandă.

$$\omega = \omega_{rez} = 1/\sqrt{LC} \Rightarrow j\omega L + 1/(j\omega C) = 0 \quad (9.50)$$

La frecvența de rezonanță, impedanța circuitului RLC serie este egală cu valoarea rezistenței, ca și cum inductorul și condensatorul ar fi niște scurtcircuite.

Obținem astfel imediat că la rezonanță, amplificarea circuitului din figură este unitară iar defazajul introdus este nul.

De fapt, la rezonanță tensiunile pe condensator și inductor, (egale și în antifază) au amplitudini maxime, mai mari de  $Q = (L\omega_{rez})/R$  ori decât amplitudinea tensiunii de intrare. Factorul adimensional

$$\boxed{Q = (L\omega_{rez})/R} \quad (9.51)$$

este numit **factor de supratensiune**.

Cum evoluează amplificarea departe de rezonanță ? La frecvențe mici domină impedanța condensatorului, care merge în modul ca  $1/\omega$ . În consecință, modulul curentului și al tensiunii de ieșire vor crește ca  $\omega$ , adică cu 1 decadă pe decadă. Curentul în condensator este cu  $90^\circ$  înaintea tensiunii și așa va fi și tensiunea de ieșire, deoarece este prelevată de pe rezistență. La frecvențe mari, domină impedanța inductorului, care merge în modul ca  $\omega$ . Astfel, modulul tensiunii de ieșire va scădea cu 1 decadă pe decadă iar defazajul va fi de aproximativ  $-90^\circ$ .

Funcția de transfer Laplace este ușor de calculat: regula de trei simplă cu impedanțele operaționale conduce la

$$A(s) = \frac{R}{R + sL + 1/(sC)} = \frac{R}{L} \frac{s}{s^2 + \frac{R}{L}s + \frac{1}{LC}}; \quad (9.52)$$

pentru a studia comod poziția polilor scriem numitorul sub o formă numită "formă standard"

$$\boxed{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}. \quad (9.53)$$

Aceasta seamănă cu un binom la pătrat și chiar trece în  $(s + \omega_n)^2$  dacă parametrul adimensional  $\zeta$  este unitar. Constantele nou introduse se obțin prin identificare.

$$\boxed{\omega_n = 1/\sqrt{LC}} \quad (9.54)$$

este **frecvența naturală** iar factorul adimensional

$$\boxed{\zeta = \frac{R}{2} \sqrt{\frac{C}{L}} = \frac{1}{2} \frac{R}{L\omega_n}} \quad (9.55)$$

este numit (vom vedea de ce) **factor de amortizare**. El este proporțional cu inversul factorului de supratensiune

$$\boxed{\zeta = \frac{1}{2Q}} \quad (9.56)$$

Cu acestea, funcția de transfer se scrie

$$A(s) = \frac{2\zeta\omega_n s}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (9.57)$$

iar polii se obțin ca

$$s_{p1,2} = -\zeta\omega_n \pm \omega_n\sqrt{\zeta^2 - 1}. \quad (9.58)$$

Dacă factorul de amortizare este prea mare ( $\zeta \geq 1$ ), polii sunt reali și circuitul nu aduce nimic în plus față de un circuit RC. Polii complecși apar la amortizări mici  $\zeta < 1$ ; păstrînd constante capacitatea și inductanța și modificînd numai rezistența, afectăm numai factorul de amortizare. În acest caz, polii se deplasează pe un cerc de rază  $\omega_n$ , ca în Fig. 9.75 a), factorul de amortizare fiind cosinusul unghiului  $\alpha$ .

Știm cum arată răspunsul liber: o sinusoidă cu amplitudinea scăzînd exponențial. Constanta de timp a exponențialei este determinată de partea reală fiind  $\tau = 1/(\zeta\omega_n)$ . Frecvența circulară a oscilației este dată de partea imaginară,  $\omega_{osc} = \sqrt{1 - \zeta^2} \omega_n$ , fiind întodeauna **mai mică decît frecvența naturală**. Numai dacă rezistența ar fi nulă, lipsind fenomenele disipative, circuitul ar oscila cu frecvența  $\omega_n$ ; din acest motiv ea este numită frecvența naturală, fiind o mărime ce nu este afectată de procesele disipative. În circuitele practice, diferența între aceste frecvențe este foarte mică deoarece factorul de amortizare are valori coborîte: cu  $\zeta = 0.1$  eroarea este de ordinul a 1 %.

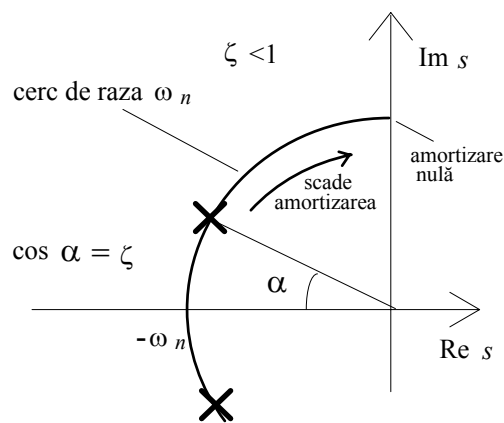


Fig. 9.75 a). Evoluția perechii de poli la scăderea amortizării.

Cum putem să exprimăm numeric cât de amortizată este oscilația? Simplu, prin numărul de oscilații efectuate pînă cînd amplitudinea devine practic nulă. Știm că într-un interval de  $5\tau$  exponențiala coboară sub 1 %, putem calcula că în acest interval se fac

$$N = \frac{5\tau}{T_{osc}} = \frac{5}{\zeta} \frac{\sqrt{1 - \zeta^2}}{2\pi} \quad (9.59)$$

oscilații. Acest număr depinde numai de factorul  $\zeta$  care, din acest motiv, se numește **factor de amortizare**.

Pentru  $\zeta \ll 1$ , pînă cînd amplitudinea scade la 1 % din valoarea inițială, se efectuează aproximativ  $1/\zeta = Q/2$  oscilații.

În Fig. 9.75 b) puteți vedea numărul de oscilații efectuate în  $5\tau$ , pentru cîteva poziții ale perechii de poli în planul complex.

Să vedem acum cum arată răspunsul în frecvență al filtrului dacă polii sunt complecși. Înlocuim  $s = j\omega$  și luăm modulul funcției; obținem

$$|A(\omega)| = \frac{\omega}{\omega_n} \frac{1}{\sqrt{Q^2 \left( \frac{\omega^2}{\omega_n^2} - 1 \right)^2 + \frac{\omega^2}{\omega_n^2}}}. \quad (9.60)$$

Amplificarea este maximă la  $\omega = \omega_n$  unde diferența de la numitor se anulează; acolo amplificarea este unitară. La frecvențe mici amplificarea merge ca  $\omega/(Q\omega_n)$  iar la frecvențe mari expresia aproximativă este  $\omega_n/(Q\omega)$ .

În Fig. 9.76 a) am desenat graficul acestei expresii în scară liniară de frecvență, pentru mai multe valori ale factorului  $Q$  iar în desenele b) și d) am reprezentat modulul amplificării în scară dublu logaritmică și dependența defazajului. Se observă că modificarea factorului de amortizare nu afectează decât comportarea în jurul rezonanței, pedestalul amplificării cu pantele  $\pm 1$  decadă pe decadă păstrându-și forma.

Dacă definim frecvențele de tăiere la 0.707 din valoarea maximă, obținem pentru ele valorile

$$\omega_{l,h} = \frac{\omega_n}{2Q} \left( \sqrt{4Q^2 + 1} \mp 1 \right); \quad (9.61)$$

banda de trecere fiind, deci,

$$B_\omega = \omega_h - \omega_l = \frac{\omega_n}{Q}. \quad (9.62)$$

Deoarece exprimă cât de selectiv este filtrul,  $Q$  este numit **factor de calitate**. El se poate defini, de fapt, pentru orice curbă ce manifestă o rezonanță, prin frecvența centrală și banda de trecere, așa cum se vede în desenul c) al figurii.

Factorul de calitate al unei curbe de rezonanță este raportul între frecvența centrală și banda de trecere.

*Observație:* Noi am avut o curbă ce reprezenta tensiunea și am definit tăierea la  $1/\sqrt{2} = 0.707$  din valoarea maximă. De multe ori, în fizică, se reprezintă **puterea medie** a oscilației sinusoidale (de exemplu, în optică se măsoară **intensitatea** luminii și nu amplitudinea vectorului electric); în această situație, tăierea are loc la  $1/2$  din valoarea maximă, deoarece **puterea depinde de pătratul amplitudinii** și banda de trecere este numită adesea "lărgime la semi-înălțime"

Constatăm că pentru valori  $Q \gg 1$ , cele două frecvențe de tăiere sunt așezate aproximativ simetric în jurul frecvenței centrale  $\omega_{l,h} \cong \omega_{rez} \mp \omega_{rez}/(2Q)$ , în această regiune curba de rezonanță devenind aproximativ simetrică în scară liniară de frecvență, după cum se vede în Fig. 9.39. (ea este simetrică în scară logaritmică de frecvență).

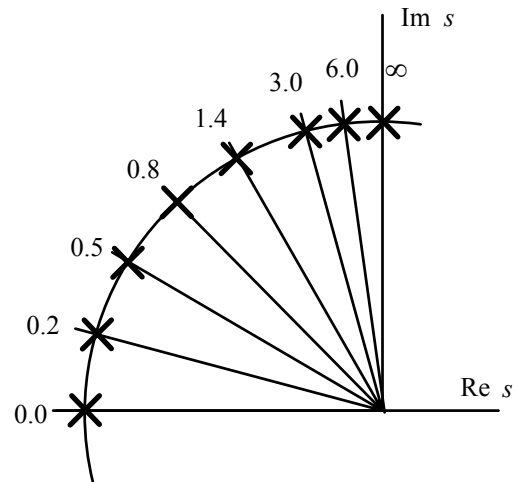


Fig. 9.75 b). Numărul de oscilații efectuate într-un interval egal cu  $5\tau$ , pentru diferite poziții ale perechii de poli complecși.



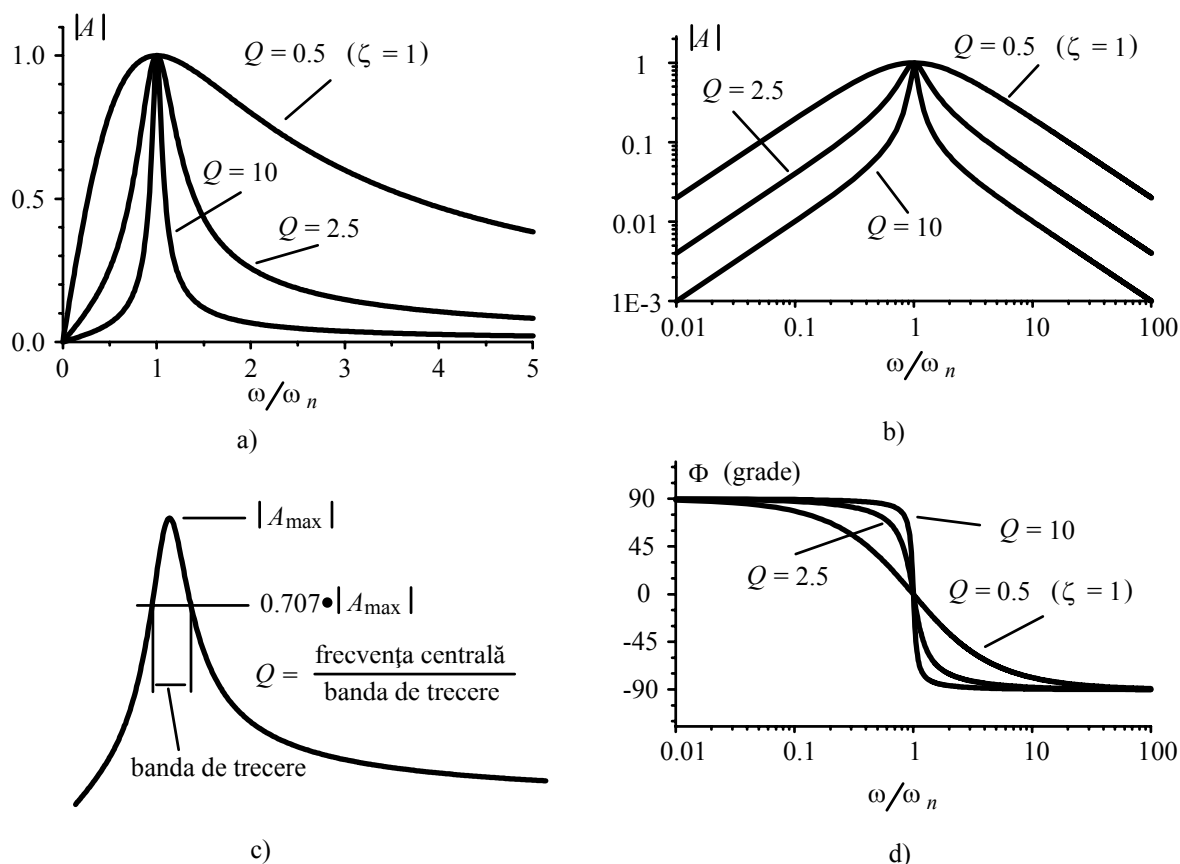


Fig. 9.76. Răspunsul în frecvență pentru un filtru trece-bandă RLC.

Filtrul trece-bandă cu circuit RLC serie este relativ puțin utilizat deoarece, pentru a fi selectiv, trebuie să aibă o valoare mică a rezistenței, ceea ce scurtecircuitează practic generatorul (real, nu ideal) care îl excită. În locul lui este folosit filtrul din Fig. 9.77, care este excitat de o **sursă de curent** care, așa cum am văzut, poate fi ușor realizată cu tranzistoare.

Deoarece modulul și faza curentului sunt independente de circuit, tensiunea de ieșire este proporțională cu **impedanța circuitului RLC paralel**. La frecvențe mici inductorul face aproape scurtcircuit, modulul acesteia mergînd ca  $\omega$  iar faza fiind cu  $90^\circ$  înaintea curentului. Pe de altă parte, la frecvențe mari curentul trece practic numai prin condensator, modulul tensiunii scăzînd ca  $1/\omega$  iar faza fiind de  $-90^\circ$ . La rezonanță, din nou impedanțele inductorului și condensatorului devin egale și de semn opuse astfel că impedanța circuitului paralel este egală cu  $R$  iar defazajul este nul.

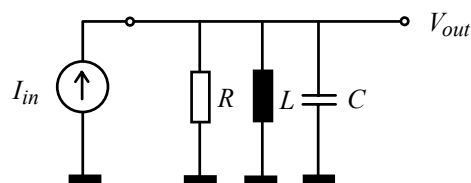


Fig. 9.77. Filtru trece bandă cu circuit RLC paralel.

La rezonanță, un circuit paralel RLC se comportă pur rezistiv, avînd impedanța egală cu  $R$ .

Forma curbei în jurul rezonanței este controlată de factorul adimensional

$$Q = \frac{R}{\omega_{rez}L} \quad (9.63)$$

numit **factor de calitate**. Creșterea selectivității este limitată de valoarea maximă pe care o putem obține pentru  $R$ . Am putea crede că aceasta este infinită, dar noi am considerat inductorul și condensatorul ca fiind ideale. În realitate, condensatorul are o rezistență de pierderi, echivalentă cu una montată în paralel la bornele sale; la frecvențe radio condensatoarele au valori mici și această rezistență este destul de mare. Pe de altă parte, sîrma din care este realizată bobina are o rezistență proprie, care apare în serie cu inductanța  $L$ , efectul ei la rezonanță fiind similar cu al unei rezistențe montate în paralel pe gruparea  $RLC$ . Așa se face că un circuit paralel realizat numai cu bobină și condensator (rezistența "externă" infinită) are la rezonanță o impedanță rezistivă de numai cîțiva  $k\Omega$ . Dacă adăgăm la aceasta și impedanța rezistivă a sursei de curent care excită circuitul (nici aceasta nu este ideală), înțelegem de ce circuitele rezonante ajung doar la valori ale factorilor de calitate de ordinul sutelor (și aceasta cu condensatoare speciale și bobine din sîrmă argintată).

În încheiere, să accentuăm că factorul de calitate nu poate fi utilizat pentru răspunsul filtrelor de bandă largă, așa cum este cel din Fig. 9.30 a). Pentru ele trebuie specificate cele două frecvențe de tăiere. În cazul celui din Fig. 9.30 b), se poate arăta că definiția lui  $Q$  ar conduce la valoarea 0.5. Totuși,

factorul de calitate este utilizat numai pentru caracterizarea filtrelor de bandă îngustă, cînd  $Q \gg 1$ .

## 2.G. Răspunsul la semnal treaptă

Amplificarea complexă  $\tilde{A}(\omega)$ , numită și **răspuns în frecvență**, este foarte utilă pentru înțelegerea comportării circuitului în regim sinusoidal permanent și, de asemenea, în regimul permanentizat provocat de o excitație periodică la care cunoștem componența spectrală. Deși, în principiu, din  $\tilde{A}(\omega)$  putem deduce și comportarea tranzitorie la excitații de forma unor pulsuri, această comportare poate fi mai comod înțeleasă pornind de la răspunsul la semnal treaptă.

La intrarea circuitului liniar, aflat în starea relaxată, se aplică un **semnal treaptă unitar**, ca în Fig. 9.78. Acesta are un salt instantaneu, urmat de un palier la valoarea unitară, care este menținut un timp nedefinit. Astfel, se investighează atît comportarea circuitului la frecvențe foarte mari (saltul inițial) cît și comportarea sa în regim de curent continuu, la care circuitul ajunge în cele din urmă. Această afirmație poate fi formulată și cantitativ, obținînd ceea ce se cheamă teoremele valorii inițiale și ale valorii finale.

Notăm cu  $y_u(t)$  răspunsul la semnal treaptă. Acesta poate avea un salt instantaneu la  $t = 0$ ; fie  $y_u(0_+)$  valoarea obținută imediat după salt. Teorema valorii inițiale afirmă că

$$y_u(0_+) = \tilde{A}(\infty) \quad (9.64)$$

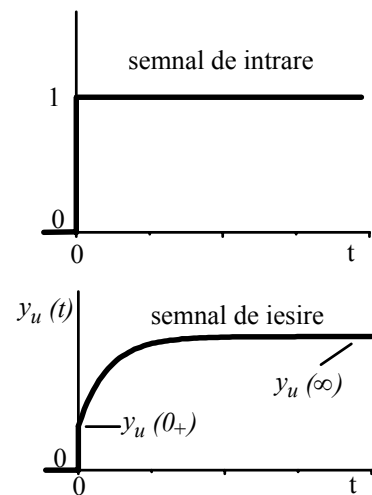


Fig. 9.78. Răspunsul unui circuit la un semnal treaptă unitar.

adică

saltul inițial al răspunsului la semnal treaptă este numeric egal cu amplificarea de la frecvența infinită.

Dacă circuitul este stabil, răspunsul liber se stinge și  $y_u(t)$  tinde asimptotic către valoarea  $y_u(\infty)$ , care este aceea de la regimul de curent continuu. În consecință

$$y_u(\infty) = \tilde{A}(0) = A_{DC} \quad (9.65)$$

afirmație ce este cunoscută ca teorema valorii finale

răspunsului la semnal treaptă tinde asimptotic în timp la o valoare egală cu amplificarea de la frecvența zero (de la curent continuu).

Bine, veți spune, dar semnalul  $y_u(t)$  are numai valori reale, pe cînd amplificarea  $\tilde{A}(\omega)$  este o funcție cu valori complexe. Cu toate acestea, așa cum veți arăta la problemele P 9.2.9 și 9.2.10,  $\tilde{A}(0)$  și  $\tilde{A}(\infty)$ , dacă sunt finite, **sunt obligatoriu reale**.

Legătura între răspunsul la semnal treaptă și răspunsul în frecvență este reprezentată grafic în

Fig. 9.79. Ea este utilizată pentru determinarea experimentală rapidă a amplificării la frecvențe foarte mari și a amplificării la curent continuu (frecvența zero). De exemplu, filtrul trece jos are răspunsul la semnal treaptă din Fig. 9.80 a). Cum amplificarea de la frecvența infinită este zero, răspunsul nu are un salt la momentul inițial; deoarece amplificarea la curent continuu este unitară, răspunsul la semnal treaptă tinde asimptotic la valoarea unitară. Știind că răspunsul liber este o exponențială care se stinge în timp cu constanta  $1/\omega_c$ , putem obține imediat că

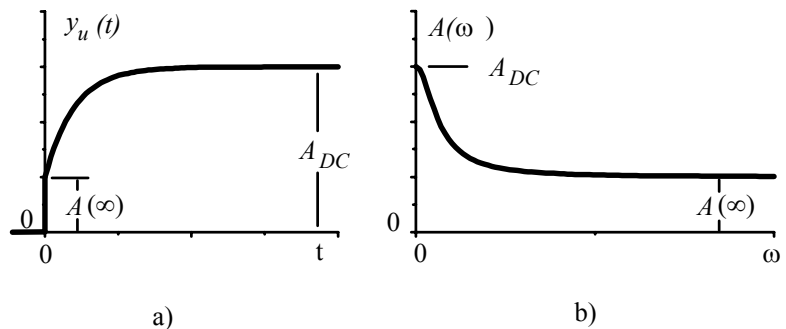


Fig. 9.79. Legătura între răspunsul la semnal treaptă unitar (a) și răspunsul în frecvență (b).

$$y_u(t) = 1 - e^{-\omega_c t} \quad (9.66)$$

Spre deosebire de acesta, filtrul trece sus are amplificarea unitară la frecvența infinită, deci  $y_u(t)$  va avea un salt de valoare 1 în momentul inițial (Fig. 9.80 b); cum amplificarea la curent continuu este nulă, răspunsul  $y_u(t)$  se duce asimptotic spre zero. Dacă mai adăugăm că, avînd un pol real negativ la  $-\omega_c$ , răspunsul liber e de forma  $e^{-\omega_c t}$ , obținem

$$y_u(t) = e^{-\omega_c t} \quad (9.67)$$

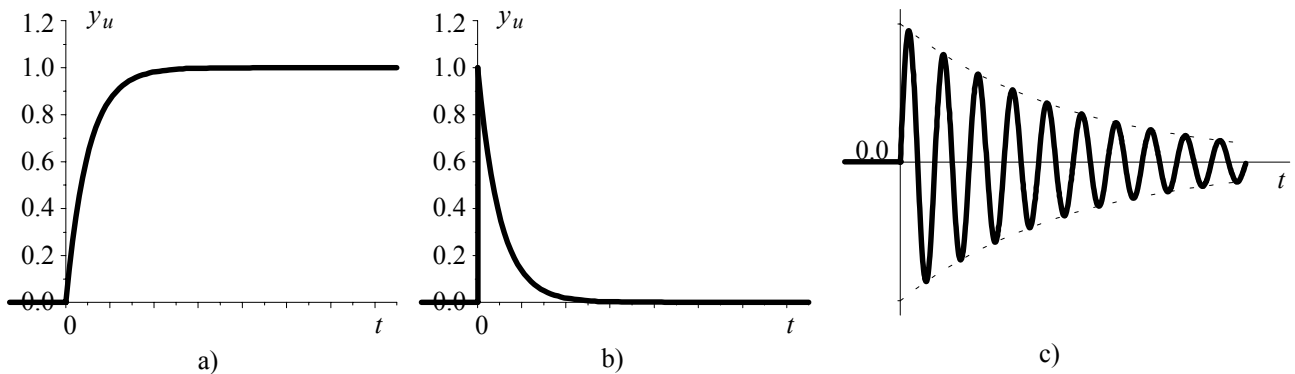


Fig. 9.80. Răspunsul la semnal treaptă unitar pentru: a) filtrul trece-jos de ordinul unu, b) filtrul trece-sus de ordinul unu și c) filtrul trece-bandă de ordinul doi, cu poli complex conjugați.

Filtrul trece bandă RLC are amplificarea zero și la curent continuu și la frecvența infinită. Astfel, pentru el  $y_u(t)$  nu va avea salt inițial și va tinde asimptotic spre zero. Perechea de poli complex conjugați va determina un răspuns liber de forma unei sinusoide de frecvență  $\sqrt{1-\zeta^2} \omega_n \cong \omega_n$  a cărei amplitudine se stinge în timp exponențial, ca în Fig. 9.80 c), cu o constantă de timp  $\tau_d = 1/(\zeta\omega_n) = 2Q/\omega_n = 2/B_\omega$ , unde  $B_\omega$  este banda de trecere. Dacă frecvența naturală rămîne nemodificată

cu cît un filtru trece bandă este mai selectiv, avînd factorul de calitate mai mare, cu atît răspunsul său liber se va stinge mai încet.

Acest lucru trebuie avut în vedere întodeuana cînd la intrarea unui filtru trece bandă foarte selectiv se produce o modificare bruscă (Fig. 9.81): atingerea noului regim permanent are loc cu atît mai lent cu cît filtrul este mai selectiv. Timpul său de răspuns este de ordinul de mărime a inversului benzii de trecere

$$\tau_d = \frac{2}{B_\omega} = \frac{1}{\pi B_f}, \quad (9.68)$$

$B_\omega$  fiind măsurată în rad/s iar  $B_f$  fiind măsurată în Hz.

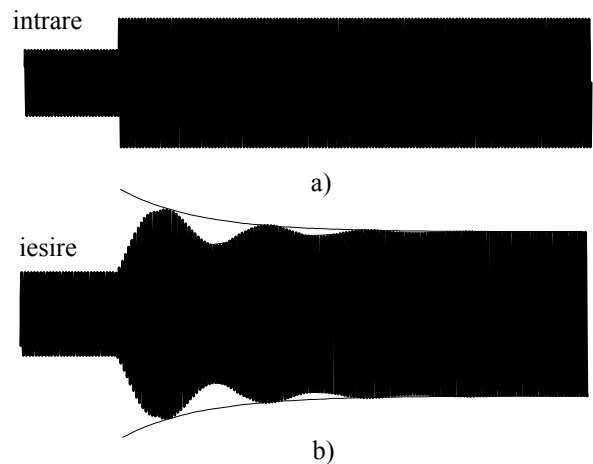


Fig. 9.81. Atingerea noului regim staționar la un filtru trece-bandă foarte selectiv (b) atunci cînd amplitudinea sinusoidei de la intrare (a) se modifică brusc.

## Enunțuri frecvent utilizate

(afît de frecvent încît merită să le memorați)

- Un circuit care conține numai elemente liniare este un circuit liniar.
- În absența vreunei surse de tensiune sau curent, circuitul are o stare de echilibru în care toți curenții și toate potențialele sunt nule; aceasta este starea relaxată.
- Un circuit liniar este liniar dacă verifică următoarele două proprietăți:
  - 1. La creșterea de un număr de ori a amplitudinii semnalului de intrare, amplitudinea semnalului de ieșire crește de același număr de ori, fiecare dintre semnale păstrîndu-și forma.
  - 2. Dacă la intrare se aplică suma a două semnale, semnalul de ieșire este suma ieșirilor care s-ar fi obținut dacă fiecare semnal de intrare ar fi fost aplicat separat.
- Un circuit liniar fără memorie nu distorsionează forma semnalului de excitație, oricare ar fi aceasta.
- Un circuit liniar cu memorie distorsionează, în general, forma unui semnal aplicat la intrare.
- Răspunsul în timp al unui circuit liniar, aflat inițial în starea relaxată, este suma dintre răspunsul liber și răspunsul forțat.
- Forma termenilor din răspunsul liber depinde numai de circuit; dacă circuitul este stabil, răspunsul liber se stinge în timp.
- Răspunsul permanent la un semnal periodic este, de asemenea, periodic și are aceeași perioadă ca excitația.
- Dacă excitația este sinusoidală, după stingerea răspunsului liber, toate potențialele și toți curenții evoluează sinusoidal, dar cu amplitudini și faze diferite; acesta este regimul sinusoidal permanent.
- Semnalul sinusoidal este singurul semnal periodic care nu este distorsionat (la regim permanent) de către circuitele liniare ; această proprietate se datorează invarianței formei funcției sinus la derivare și integrare.
- Numai circuitele liniare păstrează nedistorsionată forma unui semnal sinusoidal.
- La regim sinusoidal permanent, relația intrare-ieșire se exprimă simplu prin amplificarea complexă: modulul amplificării spune de cîte ori a crescut amplitudinea sinusoidale iar faza (argumentul) amplificării complexe reprezintă defazajul introdus de circuit. În mod asemănător se pot defini impedanțe și admitanțe complexe.
- Pentru circuitele fără memorie, amplificarea nu depinde de frecvență, fiind o constantă reală.
- La circuitele cu memorie, amplificarea depinde de frecvență (este selectivă); funcția  $\tilde{A}(\omega)$ , complexă de variabilă reală, se mai numește răspuns în frecvență.
- Reprezentarea grafică a răspunsului în frecvență se face în scală logaritmică de frecvență. De asemenea, modulul amplificării se reprezintă într-o scară logaritmică sau se utilizează cîștigul (amplificarea în decibeli)  $G = 20 \cdot \log_{10} |\tilde{A}(\omega)|$ . Astfel desenate, diagrama modulului amplificării (sau a cîștigului) și diagrama fazei poartă numele de diagrame Bode.
- Diagramele Bode pot fi approximate ușor prin segmente de linie dreaptă.

-Amplificarea complexă (răspunsul în frecvență), impedanțele și admitanțele complexe pot fi introduse riguros în cadrul formalismului Fourier; ele sunt funcții de transfer Fourier.

-Ele pot fi calculate simplu, lucrând cu impedanțele complexe  $Z_R = R$ ;  $Z_L = j\omega L$ ;  $Z_C = 1/(j\omega C)$ .

-Există un formalism mai general, în care informațiile despre comportarea circuitelor liniare capătă o formă excepțional de simplă, elegantă și ușor de utilizat: acesta este formalismul Laplace. Funcțiile de transfer Laplace sunt funcții complexe de variabila complexă  $s$ .

-Funcțiile de transfer Laplace pot fi calculate și mai simplu decât cele Fourier, lucrând cu impedanțele operaționale (Laplace)  $Z_R = R$ ;  $Z_L = sL$ ;  $Z_C = 1/(sC)$ .

-Pentru circuite cu constante concentrate, funcțiile de transfer Laplace sunt rapoarte de polinoame cu coeficienți reali; astfel, funcțiile de transfer sunt determinate pînă la o constantă multiplicativă de poziția în planul complex a zerourilor (rădăcinile numărătorului) și polilor (rădăcinile numitorului).

-Polii și zerourile sunt fie reale, fie perechi complex conjugate.

-Un pol real  $s = p$  produce în răspunsul liber un termen exponențial de forma  $e^{pt}$ ; dacă polul e negativ, termenul său se stinge cu constanta de timp  $\tau = 1/|p|$ .

-O pereche de poli complex conjugată produce în răspunsul liber un termen sinusoidal cu amplitudinea variind exponențial; frecvența circulară de oscilație este egală cu partea imaginară a perechii de poli iar constanta de timp a anvelopei este dată de inversul părții reale  $\tau = 1/|\operatorname{Re} p|$ .

-Dacă toți polii sunt în semiplanul stîng, răspunsul liber se stinge în timp și circuitul este stabil.

-Întru-un circuit stabil excitat sinusoidal, după un anumit timp, se ajunge la regimul sinusoidal permanent; funcția de transfer Fourier există și se obține din funcția de transfer Laplace cu înlocuirea  $s \rightarrow j\omega$ .

-Răspunsul în frecvență aproximativ poate fi dedus direct din poziția polilor și zerourilor.

-Un pol real frînge caracteristica aproximativă  $G(\omega)$  în jos cu 20 dB pe decadă, exact la frecvența polului; caracteristica exactă are abaterea maximă față de cea aproximativă chiar la frecvența polului, trecînd cu 3 dB mai jos.

-Un zero real frînge caracteristica aproximativă tot cu 20 dB pe decadă, dar în sus.

-Integratorul RC este un filtru trece jos de ordinul întâi (cu un pol real); în banda sa de trecere, care începe de la frecvența zero (curent continuu), amplificarea este practic unitară.

-Frecvența de tăiere se definește prin condiția ca amplificarea să fie 0.707 din amplificarea în banda de trecere (cu 3 dB mai jos); la integratorul RC, frecvența de tăiere este  $\omega_c = 1/(RC)$ .

-În banda de oprire, departe de frecvența de tăiere, amplificarea merge ca  $1/\omega$ , scăzînd cu 1 decadă pe decadă (cu 20 dB pe decadă).

-Atenuări mai mari în banda de oprire se pot obține prin creșterea ordinului filtrului, ordin egal cu numărul de poli.

-Cu rezistoare și condensatoare nu se pot obține decât poli reali; din această cauză, creșterea ordinului filtrului se face cu prețul unei tranziții mai puțin abrupte.

-Derivatorul RC este un filtru trece-sus; la frecvența zero (curent continuu) amplificarea sa este nulă.

-În banda de oprire (frecvențe mult sub cea de tăiere) amplificarea sa este practic proporțională cu  $\omega$ , crescînd cu 1 decadă pe decadă (20 dB pe decadă).

-Valoarea frecvenței de tăiere este  $\omega_c = 1/(RC)$ ; în banda de trecere ( $\omega \gg \omega_c$ ) amplificarea este practic unitară.

-Prin legarea în cascadă a două filtre, unul trece-jos și unul trece-sus, se poate obține un filtru de bandă largă; cu poli reali, filtrul nu poate să fie prea selectiv.

-Filtre trece-bandă selective se pot realiza cu circuite RLC, cu care se obțin poli complex conjugați; selectivitatea se caracterizează prin factorul de calitate  $Q$ , definit ca raportul dintre frecvența centrală și lățimea benzii de trecere.

-Cu cât filtrele sunt mai selective, cu atât durata regimului tranzitoriu este mai mare; aceasta are ordinul de mărime al inversului benzii de trecere.

-Comportarea unui circuit liniar la o excitație de tip puls poate fi mai ușor înțeleasă când cunoaștem răspunsul său la un semnal treaptă unitar.

-Valoarea saltului inițial al răspunsului la semnal treaptă unitar este egală cu amplificarea de la frecvența infinită.

-Răspunsul la semnal treaptă unitar tinde asimptotic în timp la o valoare egală cu amplificarea de la frecvența nulă (curent continuu).

## Termeni noi

<b>-circuit cu constante concentrate</b>	circuit descris de un sistem de ecuații diferențiale ordinare cu coeficienți constanți în timp;
<b>-circuit liniar</b>	circuit descris de un sistem de ecuații diferențiale ce conțin numai termeni de gradul întâi în variabilele intensități, potențiale, precum și derivatele acestora;
<b>-omogenitate</b>	proprietate a circuitelor liniare: creșterea de un număr de ori a amplitudinii semnalului de intrare determină creșterea de același număr de ori a amplitudinii semnalului de ieșire, fiecare dintre semnale păstrându-și forma;
<b>-aditivitate</b>	proprietate a circuitelor liniare: dacă la intrare se aplică suma a două semnale, semnalul de ieșire este suma ieșirilor care s-ar fi obținut dacă fiecare semnal de intrare ar fi fost aplicat separat;
<b>-răspunsul liber</b>	parte a răspunsului unui circuit liniar ce conține termeni ale căror forme nu depind decât de circuit; la circuitele stabile, răspunsul liber se stinge în timp;
<b>-răspunsul forțat</b>	parte a răspunsului unui circuit liniar ce conține termeni ale căror forme depind de semnalul de excitație și, eventual, de circuit; dacă excitația este periodică, răspunsul forțat va fi periodic, cu aceeași perioadă ca și excitația;
<b>-răspuns permanent</b>	răspunsul circuitelor stabile, după ce răspunsul liber s-a stins; dacă există, atunci este identic cu răspunsul forțat.
<b>-răspuns tranzitoriu</b>	răspunsul circuitului pînă la stingerea răspunsului liber;
<b>-amplificare complexă</b>	mărime ce se poate defini numai pentru regimul sinusoidal permanent; modulul său arată de cîte ori este mai mare amplitudinea de la ieșire decât cea de la intrare iar faza (argumentul) este egală cu defazajul semnalului de ieșire față de cel de intrare;
<b>-funcție de transfer Fourier</b>	funcție complexă de variabila reală $\omega$ , definită prin raportul dintre imaginea Fourier a semnalului de ieșire și imaginea Fourier a semnalului de intrare; amplificarea, impedanțele și admitanțele complexe pot fi considerate funcții de transfer Fourier;
<b>-răspuns în frecvență</b>	dependența amplificării complexe în funcție de frecvența excitației ce produce regimul sinusoidal permanent;



<b>-diagrame Bode</b>	reprezentarea în scară logaritmică de frecvență a câștigului (sau modulului amplificării, în scară logaritmică) și fazei.
<b>-filtru</b>	circuit selectiv, care permite trecerea componentelor cu anumite frecvențe și atenuează componentele de alte frecvențe;
<b>-banda de trecere</b>	domeniu de frecvențe în care amplificarea este practic constantă și mult mai mare decât în rest;
<b>-bandă de oprire</b>	domeniu de frecvență în care amplificarea este mult mai mică decât în banda de trecere;
<b>-bandă de tranziție</b>	domeniu de frecvență situat între banda de trecere și banda de oprire, în care amplificarea are valori intermediare;
<b>-frecvențe de tăiere</b>	limitele benzii de trecere, definite în general prin condiția ca amplificarea să fie 0.707 din valoarea din banda de trecere;
<b>-factor de calitate</b>	parametru al filtrelor de bandă îngustă care caracterizează selectivitatea lor, egal cu raportul dintre frecvența centrală și lățimea benzii de trecere;
<b>-funcție de transfer Laplace</b>	funcție complexă de variabila complexă $s$ , definită prin raportul dintre imaginea Laplace a semnalului de ieșire și imaginea Laplace a semnalului de intrare; la circuitele liniare cu constante concentrate funcția de transfer Laplace este un raport de polinoame cu coeficienți reali;
<b>-zerou</b>	rădăcină (posibil complexă) a numărătorului funcției de transfer Laplace;
<b>-pol</b>	rădăcina (posibil complexă) a numitorului funcției de transfer;
<b>-hartă poli-zerouri</b>	reprezentarea poziției în planul complex a polilor și zerourilor unei funcții de transfer;

## Probleme rezolvate

**Problema 1.** Proiectați un filtru de bandă largă cu elemente RC care să permită trecerea doar a frecvențelor din banda audio (20 Hz - 20 kHz), care va fi excitat cu un generator de semnal cu rezistența internă de 1 kΩ.

### Rezolvare

Vom realiza două filtre, unul trece jos și unul trece sus și le vom lega în cascadă. Începem cu filtrul trece sus, care va rejecta frecvențele prea coborâte, sub 20 Hz (Fig. 9.82). Astfel, frecvența lui de tăiere va fi stabilită la 20 Hz. Din relația  $\omega_c = 1/(RC)$  trecem la frecvențe și avem  $f_c = 1/(2\pi RC)$ , de unde

$$R_1 C_1 = \frac{1}{2\pi f_{c1}} = 8 \text{ ms.}$$

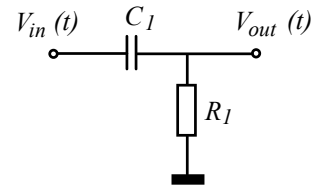


Fig. 9.82.

Pentru a nu "încărca" generatorul de semnal, impedanța de intrare a filtrului trebuie să fie mult mai mare decât rezistența generatorului, care este de 1 kΩ. În cel mai defavorabil caz (în banda de trecere) condensatorul se comportă practic ca un scurtcircuit, astfel că impedanța de intrare în filtru coboară la o valoare egală rezistența  $R_1$ . Alegem orientativ  $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$  de unde ar rezulta  $C_1 = 8 \text{ ms}/10 \text{ k}\Omega = 0.8 \text{ }\mu\text{F}$ . Nu este o valoare standardizată, alegem una puțin mai mică (pentru a obține  $R_1$  mai mare)

$$C_1 = 0.47 \text{ }\mu\text{F}$$

care conduce la

$$R_1 = 8 \text{ ms}/0.47 \text{ }\mu\text{F} = 17 \text{ k}\Omega$$

După acest filtru vom conecta unul trece jos care va tăia frecvențele înalte, ca în Fig. 9.83; îi vom stabili frecvența de tăiere la 20 kHz. Din  $f_c = 1/(2\pi RC)$  deducem că

$$R_2 C_2 = \frac{1}{2\pi f_{c2}} = 8 \text{ }\mu\text{s}$$

Numai că acum apare o altă dificultate. Noi am calculat amplificarea primului filtru **fără sarcină** (în gol) și la frecvența lui de tăiere reactanța condensatorului ajungea egală cu valoarea rezistenței. Conectând al doilea etaj este ca și cum am fi schimbat rezistența  $R_1$  (e chiar mai rău, acum impedanța echivalentă depinde de frecvență). În consecință răspunsul în frecvență al primului etaj nu va fi cel calculat. Putem să facem însă această perturbare mică dacă aranjăm ca impedanța de intrare a celui de-al doilea etaj să fie mult mai mare decât  $R_1$ , să zicem în jur de 200 kΩ.

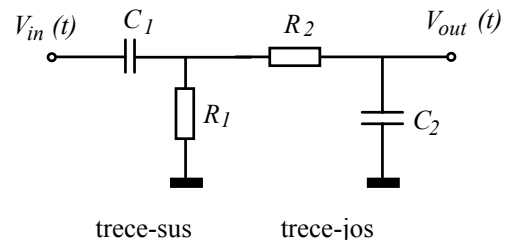


Fig. 9.83.

Cît este însă impedanța de intrare a filtrului trece jos ?

Cea mai mică valoare se obține în banda de oprire unde condensatorul  $C_2$  se comportă ca un scurtcircuit astfel că

impedanța coboară la  $R_2$ . Încercăm pentru  $R_2$  o valoare de 200 kΩ care ar conduce la  $C_2 = 8 \text{ }\mu\text{s}/200 \text{ k}\Omega = 40 \text{ pF}$ . Alegem valoarea standardizată de

$$C_2 = 47 \text{ pF}$$

de unde obținem

$$R_2 = 170 \text{ k}\Omega.$$

Schema finală, cu valorile componentelor, este cea din Fig. 9.84 a). Este clar că după acest filtru nu putem conecta o sarcină decît dacă are o valoare spre  $2 \text{ M}\Omega$ . Dacă nu ne convine acest lucru, putem alege pentru  $R_2$  o valoare mai mică dar dependențele frecvențelor de tăiere de valorile componentelor devin foarte complicate și în plus ele vor depinde și de valoarea rezistenței de sarcină. O altă soluție este intercalarea între cele două etaje a unui amplificator separator (**buffer**) care să facă adaptarea de impedanță.

În final, putem încerca să inversăm poziția filtrelor, respectînd aceleași condiții privind impedanțele de intrare (Fig.9.84 b). Utilizăm aceleași valori pentru rezistențe ca în desenul a) dar, pentru a nu afecta frecvența de tăiere, mărirea rezistenței de un număr de ori trebuie însoțită de micșorarea capacității de același număr de ori.

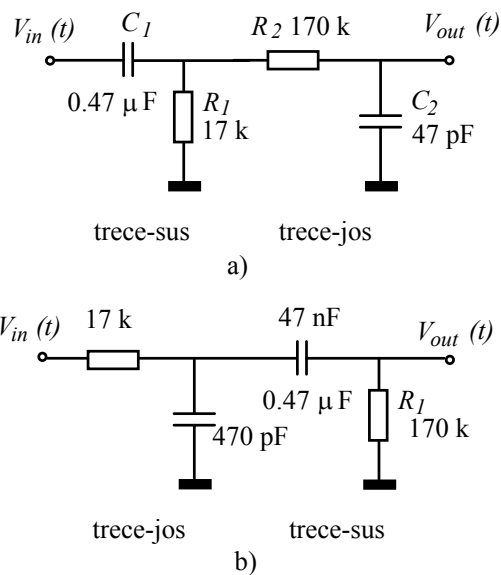


Fig. 9.84.

**Problema 2.** Arătați că filtrul din Fig. 9.85, excitat cu o sursă ideală de tensiune, este unul trece bandă și calculați frecvența de rezonanță și factorul de calitate.

**Rezolvare**

Știm că un circuit liniar accesibil la două borne poate fi reprezentat atît sub forma Thevenin (sursă ideală de tensiune în serie cu o rezistență) cît și sub forma Norton (sursă ideală de curent în paralel cu rezistența). Această echivalență este valabilă și pentru regimul sinusoidal și o vom aplica sursei ideale de tensiune  $V_{in}$  și rezistenței  $R$ , ajungînd astfel la configurația din Fig. 9.86 unde sursa ideală de curent trebuie să debiteze curentul de scurtcircuit  $V_{in}/R$  pentru ca echivalența să fie corectă.

Dar circuitul RLC paralel excitat de o sursă de curent cu variație sinusoidală a fost deja studiat (Fig. 9.77). Tensiunea de ieșire

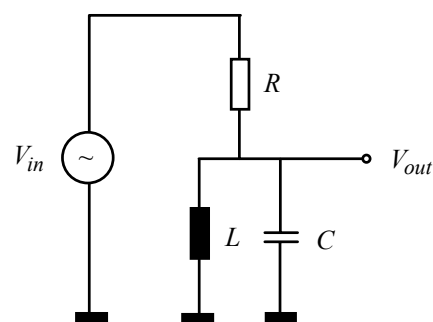


Fig. 9.85.

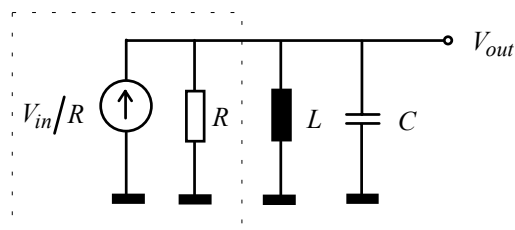


Fig. 9.86.

este în complex  $\tilde{V}_{out}(t) = \tilde{I}(t) \cdot \tilde{Z}$ , de unde deducem amplificarea complexă a circuitului original  $\tilde{A} = \tilde{V}_{out} / \tilde{V}_{in} = \tilde{Z} / R$ . Amplificarea este maximă la frecvența de rezonanță  $\omega_{rez} = 1/\sqrt{LC}$ , atîngînd acolo valoarea unitară (impedanța este egală cu  $R$  la rezonanță). Factorul de calitate are valoarea  $Q = R/(L\omega_{rez})$ , selectivitatea crescînd la mărirea rezistenței  $R$ .

**Problema 3.** În circuitul din Fig. 9.87 dipolul A are caracteristica statică neliniară. Pe o regiune în jurul unui anumit punct de funcționare, această caracteristică are panta negativă constantă, rezistența sa dinamică fiind  $r_d = -100 \text{ k}\Omega$ .

- Construiți un model liniar pentru variații în regiunea specificată mai sus.
- Calculați funcția de transfer Laplace (amplificarea în tensiune).
- Discutați stabilitatea circuitului.

### Rezolvare

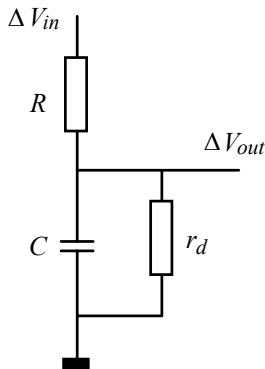


Fig. 9.88.

a) Celelalte dispozitive fiind liniare, trebuie să "liniarizăm" numai dipolul A; evident, acest lucru va fi posibil numai pentru variații în jurul punctului de funcționare, variații care nu depășesc regiunea în care știm că  $r_d = -100 \text{ k}\Omega$  este constant. Circuitul echivalent arată ca în Fig. 9.88.

b) Determinăm mai întâi impedanța Laplace a grupării paralele ( $C$ ;  $r_d$ ); aceasta este

$$Z_2(s) = \frac{r_d \cdot \frac{1}{sC}}{r_d + \frac{1}{sC}} = \frac{r_d}{1 + sr_d C}.$$

Acum avem un divizor cu  $R$  și  $Z_2$ , amplificarea de tensiune fiind obținută prin regula de trei simplă

$$A(s) = \frac{Z_2}{R + Z_2} = \frac{1}{RC} \frac{1}{s + \frac{R + r_d}{Rr_d C}}.$$

Simplificăm expresia notînd cu  $R' = \frac{Rr_d}{R + r_d}$  combinația paralel a celor două rezistențe și cu  $\omega_p = 1/(R'C)$  și avem

$$A(s) = \frac{1}{RC} \frac{1}{s + \omega_p};$$

pare a unui filtru trece jos dar vom vedea că ne poate rezerva surprize.

c) Funcția de transfer are un singur pol, situat la  $s = -\omega_p = -1/(R'C)$ . Este el în semiplanul de stabilitate  $\text{Re } s < 0$ ? Numai dacă rezistența  $R' = \frac{Rr_d}{R + r_d}$  este pozitivă. Numărătorul este sigur negativ ( $r_d < 0$ ), va trebui ca  $R + r_d < 0$ , adică  $R < -r_d = |r_d| = 100 \text{ k}\Omega$ . În concluzie,

circuitul este stabil pentru valori are rezistenței  $R$  mai mici decât modulul lui  $r_d$ .

Rămăsesem datori cu această afirmație în Capitolul 6, atunci cînd am studiat dispozitivele cu rezistență dinamică negativă. Cînd rezistența  $R$  depășește această valoare critică, polul funcției de transfer intră în

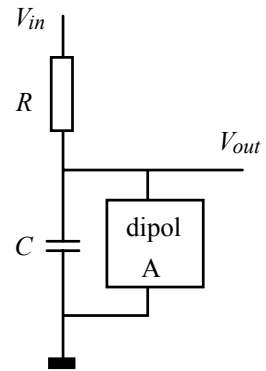


Fig. 9.87.

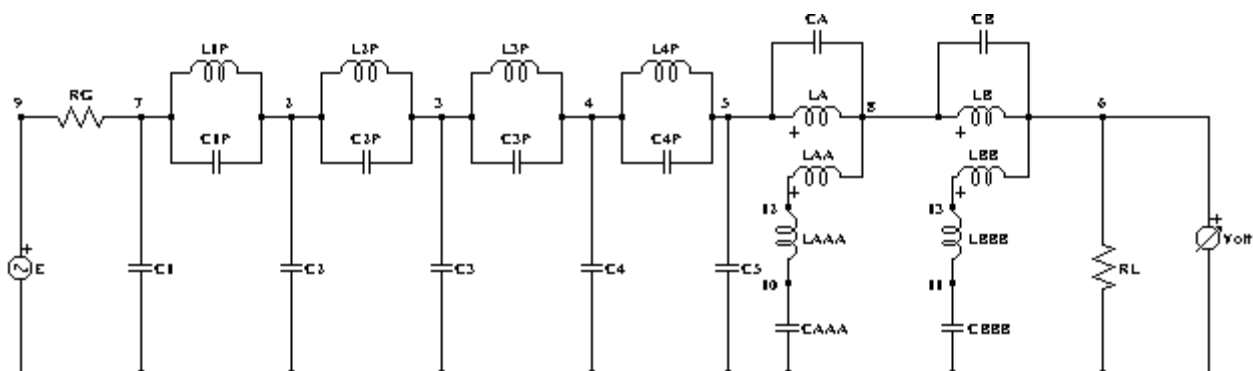
semiplanul pozitiv și răspunsul liber este o exponențială crescătoare. La orice perturbație, oricât de mică, starea circuitului evoluează rapid spre unul din cele două limite ale regiunii de rezistență dinamică negativă. Ce se întâmplă după ieșirea din această regiune nu putem spune, deoarece modelul nostru își încetează valabilitatea.

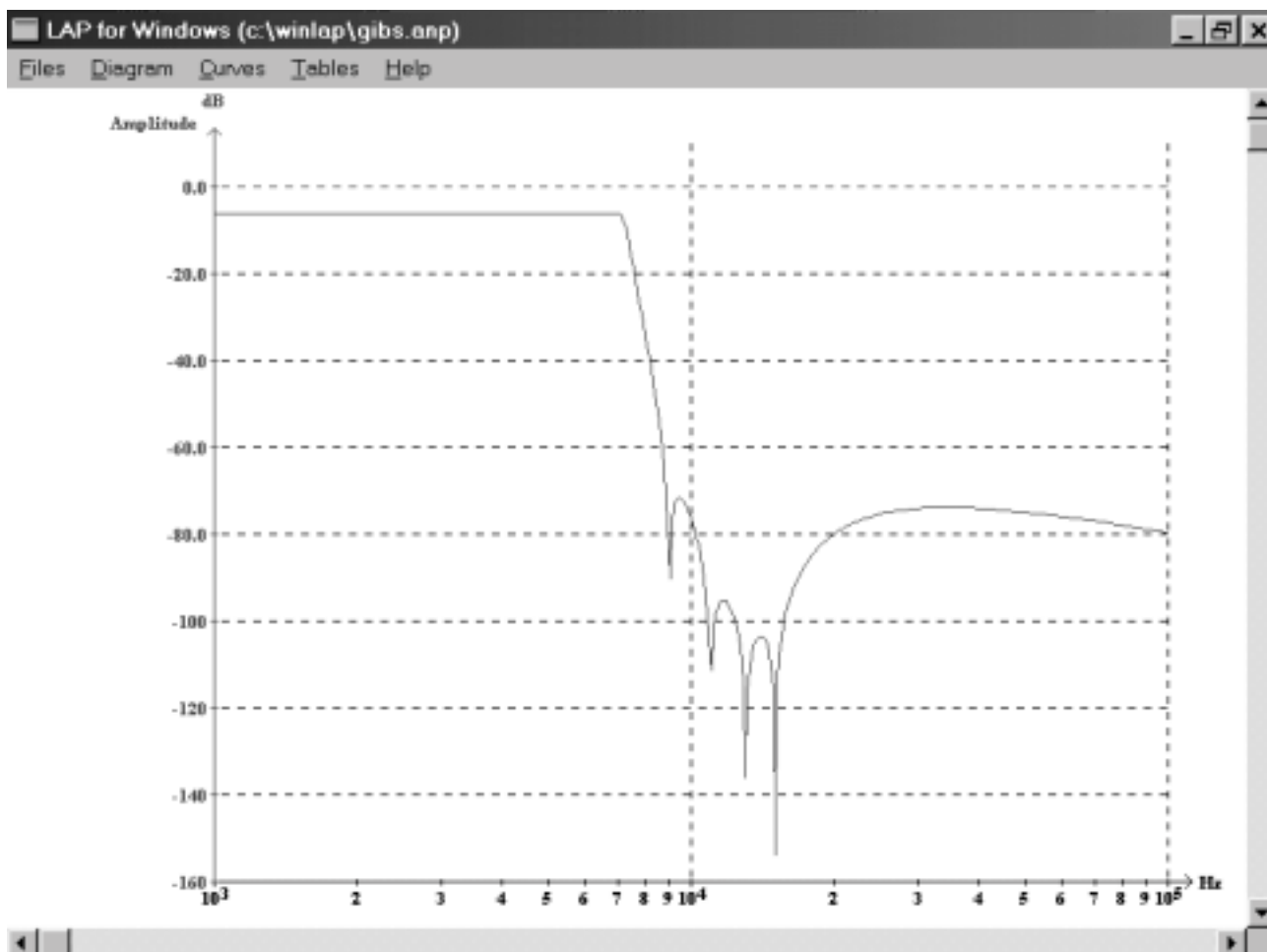
## Programul Winlap

Pentru verificarea funcțiilor de transfer Laplace calculate puteți utiliza **gratuit** programul Winlap, oferit la [www.schematica.com](http://www.schematica.com). Circuitele pot conține rezistoare, condensatoare și inductoare dar și amplificatoare operaționale și surse comandate. Programul vă oferă amplificarea Laplace **sub formă simbolică** (coeficienții polinoamelor), valorile polilor și zerourilor și vă desenează harta poli-zerouri. De asemenea, programul desenează diagramele Bode și răspunsul la semnal treaptă și la puls Dirac.

**Atenție, fișierele programului trebuie dezarhivate într-un folder situat direct în rădăcina discului C, de exemplu în C:\Winlap. Dacă folderul Winlap ce conține programul este într-un alt director, ca de exemplu C:\Program Files\Winlap programul nu funcționează.**

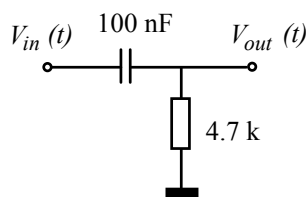
Cu ajutorul acestui program aveți posibilitatea să testați soluțiile problemelor rezolvate și, de asemenea, proiectările pe care le veți efectua în cadrul problemelor propuse. În figura de mai jos aveți un filtru RLC și diagrama Bode a câștigului furnizată de programul Winlap.



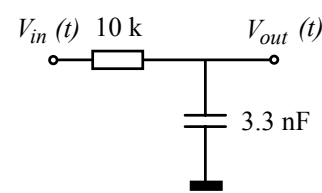


## Probleme propuse

**P 9.2.1.** Ce tip de filtru este cel din Fig. 9.89 a) ? Calculați frecvența circulară de tăiere  $\omega_c$  precum și frecvența de tăiere (în Hz). Care este impedanța de intrare a filtrului în banda de trecere ?



a)



b)

Fig. 9.89.

**P 9.2.2.** Răspundeți la aceleași întrebări, dar pentru circuitul din desenul b) al Fig. 9.89.

**P 9.2.3.** a) Determinați amplificarea complexă pentru circuitul din Fig. 9.90, lucrând cu impedanțe complexe.

b) Calculați modulul amplificării și arătați ce fel de filtru este acesta; aflați amplificarea în banda de trecere și frecvența de tăiere.

**P 9.2.4.** Calculați impedanța de intrare a circuitului din Fig. 9.90 și reprezentați dependența modulului său în funcție de frecvență, în coordonate dublu logaritmice.

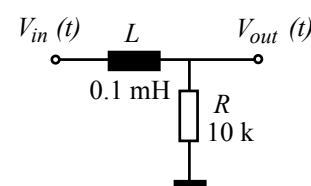


Fig. 9.90.

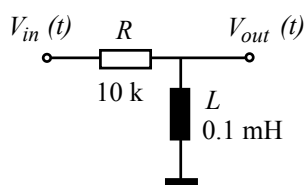


Fig. 9.91.

**P 9.2.5.** Schimbați între ele pozițiile inductorului și rezistorului (Fig. 9.91) și reluați problema P 9.2.3..

**P 9.2.6.** Calculați impedanța de intrare a circuitului din Fig. 9.90 și reprezentați dependența modulului său în funcție de frecvență, în coordonate dublu logaritmice.

**P 9.2.7.** Pentru circuitul din Fig. 9.90, calculați funcția de transfer Laplace, cu  $R = 10 \text{ k}\Omega$  și  $L = 1 \text{ mH}$ . Desenați harta poli-zero-uri și deduceți de aici ce tip de filtru este acesta.

**P 9.2.8.** Reluați problema precedentă, pentru circuitul din Fig. 9.92.

**P 9.2.9.** Fie  $H(s)$  funcția de transfer Laplace a unui circuit liniar cu constante concentrate. Arătați că dacă valoarea  $H(0)$  este finită, atunci ea este obligatoriu reală. Indicație: țineți seama de forma particulară a funcțiilor de transfer pentru circuitele cu constante concentrate.

**P 9.2.10.** Pentru ca circuitul să fie realizabil, gradul numitorului amplificării  $H(s)$  trebuie să fie cel puțin egal cu gradul număratorului. Arătați că, în aceste condiții, limita lui  $H(s)$  când  $s \rightarrow \infty$  este reală.

**P 9.2.11.** Funcția de transfer a unui circuit liniar are harta poli-zero-uri desenată în Fig. 9.92 a).

a) Este circuitul stabil ?

b) Ce formă vor avea termenii din răspunsul liber al circuitului ?

c) Puteți estima timpul după care acesta ajunge la 1 % din valoarea inițială ?

**P 9.2.12.** Reluați problema precedentă, dacă harta poli-zero-uri arată ca în Fig. 9.92 b).

**P 9.2.13.** Diagrama Bode a câștigului unui circuit liniar stabil are forma aproximativă din Fig. 9.93. Identificați frecvențele polilor și zerourilor și scrieți expresia funcției de transfer Laplace.

**P 9.2.14.** Aveți la dispoziție un filtru trece-jos de ordinul întâi cu frecvența de tăiere  $\omega_{LP} = 10 \text{ kHz}$  și unul trece-sus, cu frecvența de tăiere  $\omega_{HP} = 100 \text{ Hz}$ , ambele cu amplificări unitare în banda de trecere. La conectarea în cascadă, amplificările lor rămân practic nemodificate. Desenați diagrama Bode aproximativă a filtrului astfel obținut. Ce fel de filtru este acesta ?

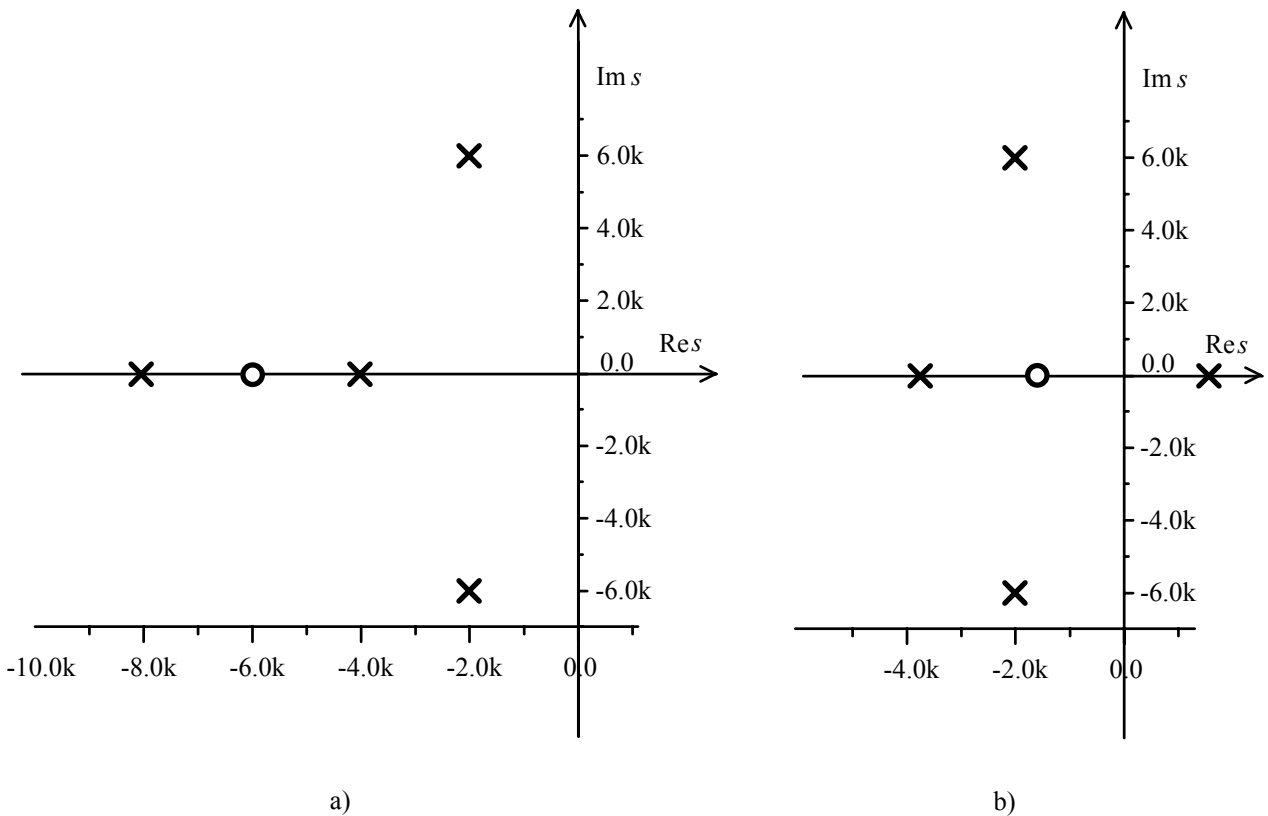


Fig. 9.92.

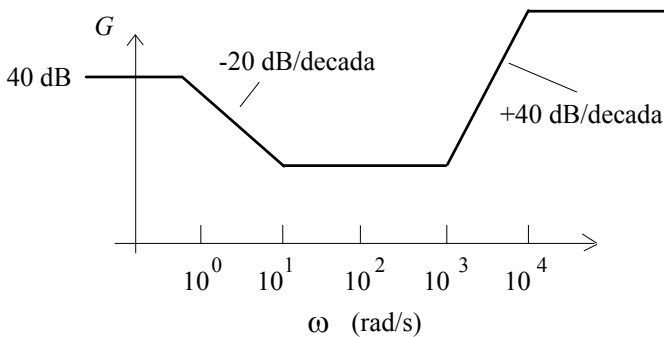


Fig. 9.93.

**P 9.2.13.** Din cauza unei erori de proiectare, filtrele din problema precedentă au valorile frecvențelor de tăiere inversate între ele:  $\omega_{LP} = 100 \text{ Hz}$  și  $\omega_{HP} = 10 \text{ kHz}$ . Desenați diagrama Bode aproximativă a filtrului astfel obținut. Ce fel de filtru este acesta ?

**P 9.2.14.** Impedanța de intrare a unui amplificator este pur rezistivă și are valoarea de  $Z_{in} = 10 \text{ k}\Omega$ . iar amplificarea sa este independentă de frecvență. Pentru blocarea

componentei continue, amplificatorul este excitat prin intermediul unui condensator de valoare  $C_{in}$ .

a) Cum se comportă amplificarea blocului format de condensatorul de cuplaj împreună cu amplificatorul (încadrate în Fig. 9.94 într-un dreptunghi cu linie subțire) ?

b) Semnalul de intrare conține componente în banda audio, adică între 20 Hz și 20 kHz. Alegeți o valoare pentru condensatorul  $C_{in}$ , astfel încât semnalul să fie practic nedistorsionat.

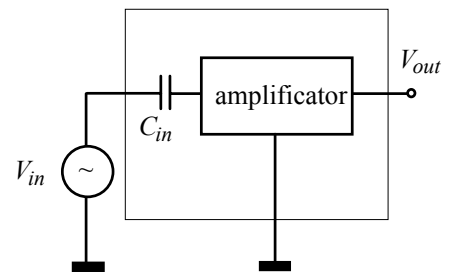


Fig. 9.94.

**P 9.2.15.** Calculați frecvența centrală și banda de trecere pentru filtrul trece-bandă din Fig. 9.95.

**P 9.2.16.** Filtrul RLC din Fig. 9.96 este excitat cu o sursă ideală de curent. Rezistența  $R_L$  este rezistența sîrmei din care este confecționată bobina inductorului. Arătați că el este unul trece bandă; calculați



frecvența centrală, factorul de calitate și banda de trecere. Indicație: pentru factorul de calitate și banda de trecere, o precizie de 5 % este satisfăcătoare.

**P 9.2.17.** Fără să calculați explicit funcția sa de transfer, identificați tipul filtrului din Fig. 9.97 a). Calculați apoi amplificarea la frecvența centrală și amplificarea departe de această frecvență. Luați apoi în considerație și rezistența sîrmei din care este confecționată bobina (desenul b).

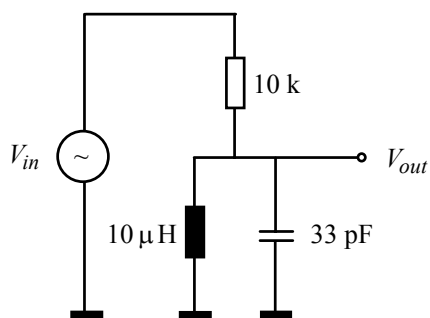


Fig. 9.95.

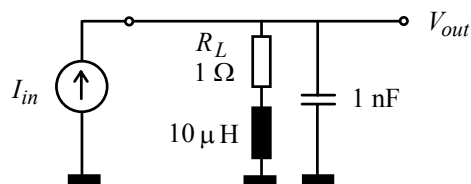
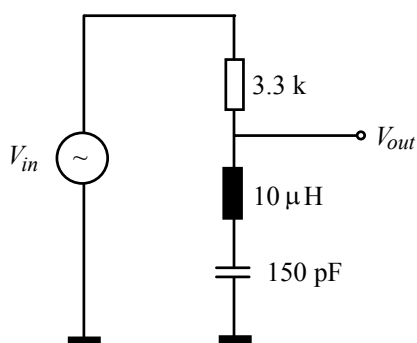
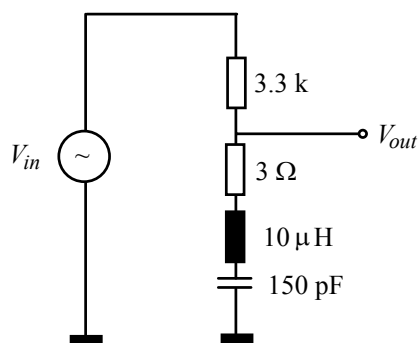


Fig. 9.96.



a)



b)

Fig. 9.97.

## Lucrare experimentală

### Experimentul 1. Filtrul trece-jos de ordinul întâi (integratorul RC)

Pe planșetă aveți un circuit RC care are o configurație de integrator (Fig. 9.98); am văzut că el se comportă ca un filtru trece jos. Mai întâi calculați constanta de timp  $\tau = RC$ , frecvența circulară de tăiere  $\omega_c = 1/(RC)$  și frecvența de tăiere (în Hz)  $f_c = \omega_c/(2\pi)$ .

#### a) Răspunsul în frecvență (la semnal sinusoidal)

Răspunsul în frecvență se definește pentru regimul sinusoidal permanent. Excitați circuitul cu un generator de semnal sinusoidal și vizualizați semnalul de ieșire; ce formă are acesta? De ce nu observați regimul tranzitoriu? (gândiți-vă la mărimea constantei de timp pe care tocmai ați calculat-o)

Măsurăți, acum, evoluția cu frecvența a modulului amplificării. Pentru măsurarea tensiunii, utilizați un voltmetru electronic, pe scara de curent alternativ (el vă oferă tensiunea efectivă). Stabiliți tensiunea de intrare la  $1 V_{ef}$  și apoi legați voltmetrul la ieșire. Deoarece veți desena dependența în scară logaritmică de frecvență, va trebui să faceți măsurători ale amplificării la frecvențe care merg în secvența 1; 2; 5; 10;..., pentru că aceste puncte sunt aproximativ echidistante pe scară logaritmică. Cunoașteți din valorile componentelor frecvența de tăiere; acoperiți 2 decade în jos și două decade peste această frecvență. În jurul frecvenței de tăiere mai faceți câteva măsurători în puncte intermediare. Desenați apoi dependența  $|\tilde{A}(f)|$  cu amplificarea și frecvența în coordonate logaritmice. Trasați cele două asimptote și determinați frecvența de frîngere. Verificați că acolo amplificarea este 0.707 din amplificarea în banda de trecere și comparați această valoare măsurată a frecvenței de tăiere cu cea calculată la început. Nu uitați că valorile rezistenței și condensatorului sunt cunoscute cu toleranță de +/- 10 %.

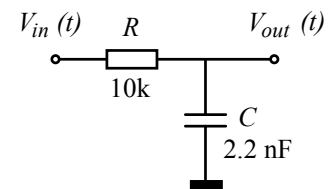
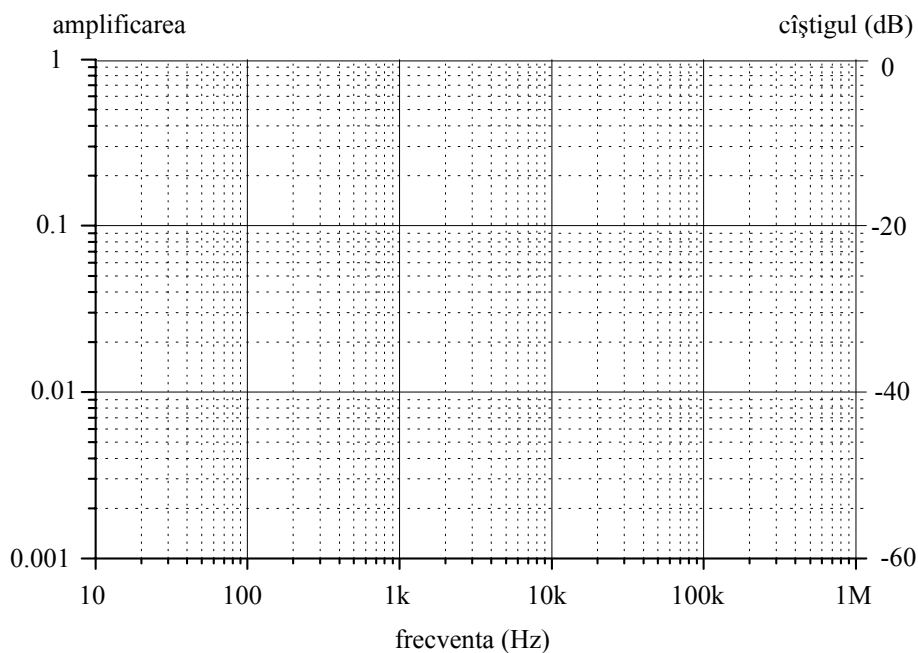


Fig. 9.98.



Încercați acum să vedeți ce se întâmplă cu defazajul introdus de circuit. Vizualizați cu osciloscopul simultan tensiunile de intrare și de ieșire. Stabiliți o frecvență în banda de trecere (mult mai mică decît  $f_c$  și

determinați valoarea defazajului. Reluați apoi măsurătoarea exact la frecvența de tăiere determinată din grafic; amintiți-vă că o perioadă completă are  $360^\circ$ . Ce defazaj ați obținut? Măsurați defazajul și la frecvențe mult mai mari decât frecvența de tăiere (în banda de oprire). Cît este aici defazajul?

### a) Răspunsul la semnal treaptă

Puteți obține rapid informații despre comportarea circuitului dacă investigați răspunsul său la un semnal treaptă unitar. Pentru a avea o imagine vizibilă pe osciloscop, va trebui să repetați periodic excitația, avînd grijă ca perioada de repetiție să fie mult mai mare decât timpul de stingere a răspunsului liber. Aveți pe planșetă un generator de semnal dreptunghiular care îndeplinește această condiție și are amplitudinea de 1 V. Excitați circuitul cu acest semnal și desenați pe caiet forma răspunsului la semnal treaptă.

Saltul inițial are o amplitudine egală cu amplificarea de la frecvența infinită. Cît este aceasta? Răspunsul la semnal treaptă unitar tinde în timp asimptotic la o valoare egală cu amplificarea de la frecvența zero (curent continuu). Determinați această valoare.

Evoluția răspunsului se face după o exponențială. Măsurați timpul în care distanța pînă la regimul permanent scade la o zecime din valoarea inițială. Teoria spune că acest timp este aproximativ  $2.5 \cdot \tau$ . Aflați, de aici, constanta de timp a circuitului. Comparați-o cu valoarea dedusă din frecvența de tăiere pe care ați măsurat-o.

## Experimentul 2. Divizorul compensat

Primul circuit electronic studiat în Capitolul 1 a fost divizorul rezistiv (Fig. 9.99 a). Dacă este alimentat cu **tensiunea continuă**  $V_{alim}$ , el produce la punctul său median tensiunea  $V_{alim} R_2 / (R_1 + R_2)$ . Divizorul este însă utilizat și pentru prelucrarea semnalelor variabile în timp; la frecvențe mari nu mai putem neglija **capacitățile** parazite, astfel că schema reală este cea din desenul b) al figurii.

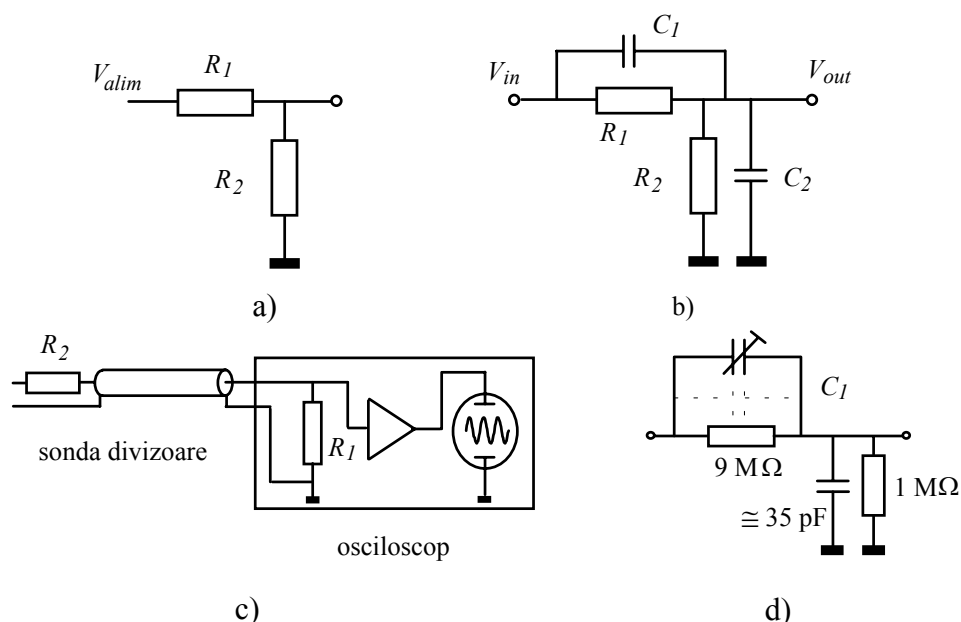


Fig. 9.99.

Așa se întâmplă în cazul **sondei divizoare** 1:10 utilizată la osciloscop, prezentată în desenul c): în paralel pe rezistența de intrare de  $1\text{ M}\Omega$  a osciloscopului apare o capacitate în jur de  $35\text{ pF}$ , datorată în principal cablului coaxial. În paralel pe cealaltă rezistență există o capacitate parazită și un condensator extern ajustabil (Fig. 9.99 d). Un circuit asemănător aveți și dumneavoastră pe planșetă (Fig. 9.100); singura

deosebire este că, din rațiuni de fiabilitate, nu vom ajusta capacitatea ci valoarea uneia dintre rezistențe, prin intermediul potențiometrului POT.

Vom investiga modul în care procesează acest circuit semnalele. Cea mai simplă cale este vizualizarea răspunsului la semnal treaptă. Rotiți potențiometrul în poziția extremă în sens trigonometric și excitați circuitul cu generatorul de semnal dreptunghiular de pe planșetă. Măsurați amplitudinea saltului inițial și valoarea spre care tinde asimptotic răspunsul la semnal treaptă. De aici, deduceți amplificarea divizorului la frecvența zero și la frecvența infinită. Ce fel de răspuns în frecvență are, în această situație, divizorul ? (care frecvențe sunt amplificate mai mult ?)

Rotiți potențiometrul în poziția extremă în sens orar și reluați măsurătorile, determinând din nou amplificarea la curent continuu și la frecvența infinită. Ce fel de răspuns în frecvență are acum divizorul ?

În cele două situații anterioare amplificarea nu era independentă de frecvență și, ca urmare, semnalele erau distorsionate (un exemplu este chiar distorsionarea semnalului treaptă). Rotiți acum încet potențiometrul urmărind tot timpul schimbarea formei semnalului de la ieșire. Găsiți poziția pentru care această formă este identică cu cea de la intrare (semnal treaptă). Cum sunt acum amplificarea de la curent continuu și amplificarea de la frecvența infinită ?

Un astfel de divizor se numește **compensat**. Excitați-l acum cu semnal sinusoidal și convingeți-vă că amplificarea sa nu depinde de frecvență.

Deduceți apoi condiția necesară pentru compensare. În calculul amplificărilor țineți seama că la curent continuu condensatoarele trebuie ignorate iar la frecvențe foarte mari curentul trece practic numai prin condensatoare (aveți un divizor capacitiv).

Așa cum menționam la început, compensarea se realizează în practică nu prin ajustarea valorii unei rezistențe ci a unuia dintre condensatoare.

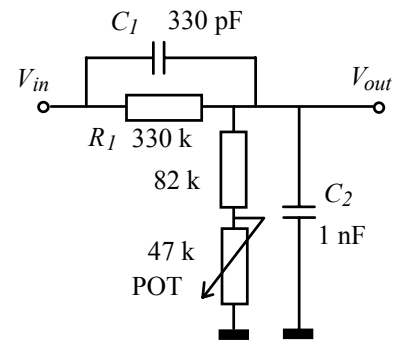


Fig. 9.100.

### Experimentul 3. Filtrul trece-bandă de ordinul doi

Pe aceeași planșetă aveți și un filtru trece-bandă realizat cu elemente RLC (Fig. 9.101). Excitați-l cu un generator de semnal sinusoidal (care are o impedanță de ieșire mult mai mică decât  $10\text{ k}\Omega$ , deci poate fi considerat sursă de tensiune), cu o amplitudine cât mai mare și stabiliți frecvența la care amplificarea este maximă (frecvența centrală  $f_{rez}$ ). Măsurați această frecvență, precum și amplificarea. Modificați apoi frecvența, astfel încât amplificarea să ajungă  $0.707$  din amplificarea la frecvența centrală, și determinați cele două frecvențe de tăiere. Cu valorile lor, calculați banda de trecere și factorul de calitate  $Q$ .

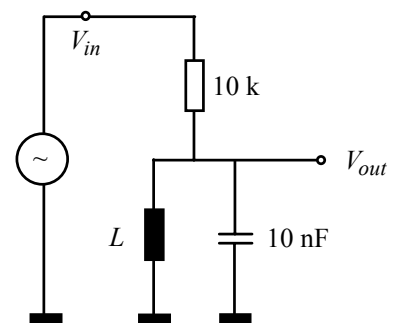


Fig. 9.101.

În continuare, veți trasa răspunsul în frecvență, în jurul frecvenței centrale, cu o scară **liniară** pentru frecvență (acoperiți de la  $0.2 \cdot f_{rez}$  pînă la  $5 \cdot f_{rez}$ ). Acolo unde amplificarea variază mai abrupt, luați punctele experimentale mai dese. Desenați apoi amplificarea în funcție de frecvență, cu ambele scale liniare. Identificați pe grafic banda de trecere.

Știm că, indiferent de factorul de calitate, departe de frecvența centrală amplificarea merge la frecvențe mici ca  $\omega$  iar la frecvențe mari ca  $1/\omega$ . Încercați să verificați acest lucru, măsurând amplificarea mai întâi la  $0.01 \cdot f_{rez}$  și  $0.1 \cdot f_{rez}$ , și apoi la  $10 \cdot f_{rez}$  și  $100 \cdot f_{rez}$ .

### Experimentul 4. Analiza spectrală; multiplicatorul de frecvență

Un semnal periodic cu frecvența  $\omega_0$  poate fi interpretat ca o sumă infinită de semnale **sinusoidale** avînd frecvențele  $0; \omega_0; 2\omega_0; 3\omega_0; 4\omega_0; \dots$ . Componenta de frecvență zero este egală cu media semnalului (pe o perioadă). Pentru un semnal dreptunghiular, simetric (factor de umplere 0.5) se poate arăta că:

-toate componentele de ordin par sunt nule;

-amplitudinea componentei de ordin impar  $m$  este  $4V_m/(m\pi) = 1.27V_m/m$

unde  $V_m$  este amplitudinea semnalului dreptunghiular (măsurată de la zero, nu valoarea vîrf la vîrf).

#### a) Analiza spectrală

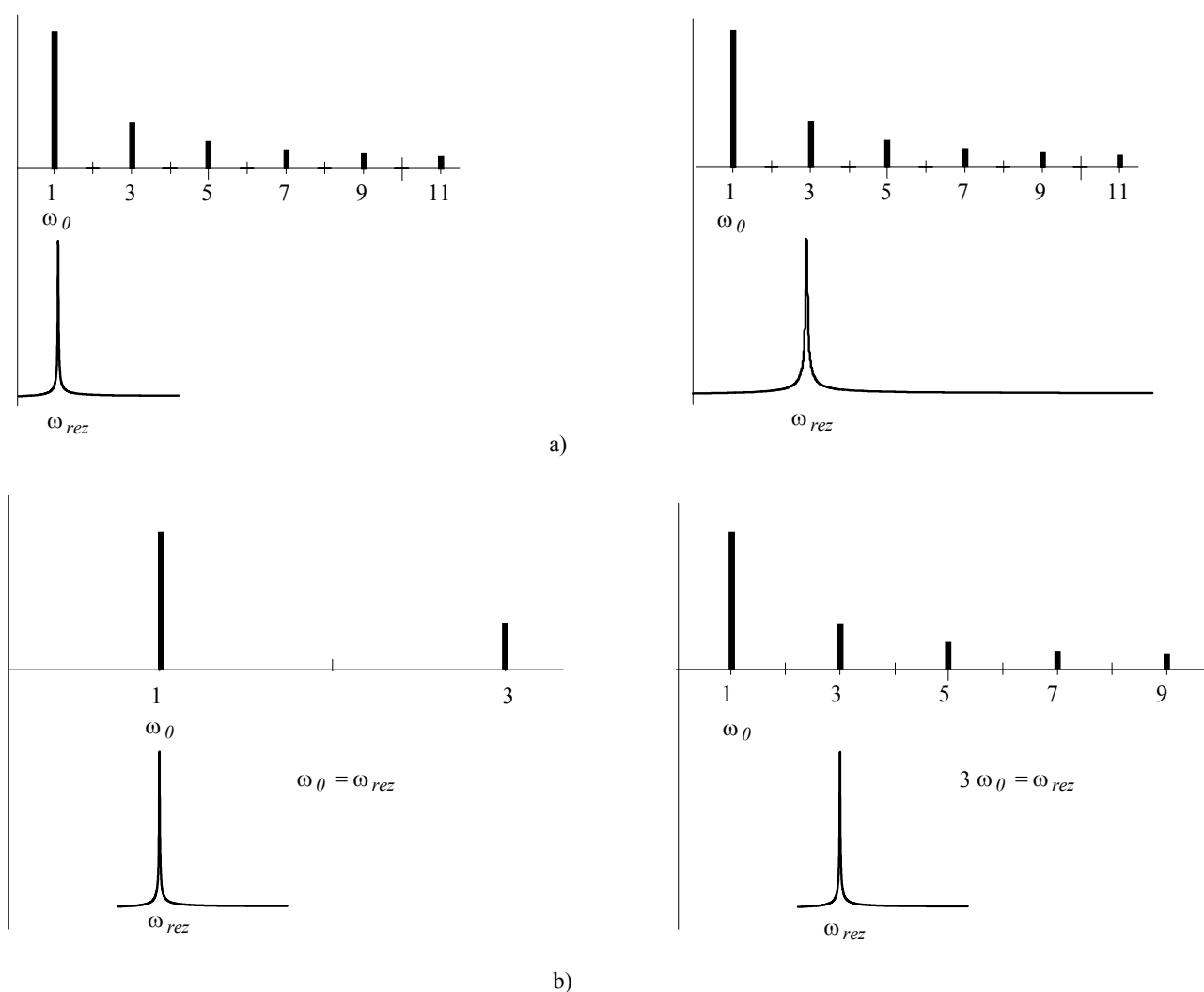


Fig. 9.102.

Dacă am avea un filtru trece bandă foarte selectiv, a cărui frecvență centrală  $\omega_{rez}$  să poată fi modificată gradual ca în Fig. 102 a), am putea măsura amplitudinea fiecărei componente în parte și am realiza ceea ce se cheamă **analiza spectrală** a semnalului. Filtrul studiat la experimentul precedent are, din păcate, frecvența centrală fixă. Putem utiliza, însă un truc, ca în desenul b) al figurii: în loc să defilăm cu banda de trecere a filtrului prin spectru și să vedem fiecare componentă, menținem nemodificat răspunsul

filtrului dar variem frecvența de repetiție a semnalului dreptunghiular. În acest mod, pozițiile armonicilor se modifică și ele vor ajunge pe rând în banda de trecere a filtrului.

Să trecem la treabă. Știm din experimentul anterior valoarea frecvenței centrale  $\omega_{rez}$  a filtrului. Excităm filtrul cu un semnal dreptunghiular de această frecvență  $\omega_0 = \omega_{rez}$  și vizualizăm cu osciloscopul semnalul la ieșirea din filtru. Ajustăm apoi fin frecvența generatorului pentru a obține o amplitudine maximă la ieșire și a îndeplini astfel exact relația  $\omega_0 = \omega_{rez}$ . Ce formă are semnalul de ieșire ? Explicați, în scris, de ce se întâmplă acest lucru.

Ceea ce trece acum prin filtru este **fundamentală**; măsurați amplitudinea ei și comparați-o cu amplitudinea semnalului de intrare. Dacă amplificarea la rezonanță, măsurată în experimentul anterior, nu este unitară, faceți corecția necesară.

Coboriți frecvența semnalului de intrare la  $\omega_0 = \omega_{rez}/2$ . Dacă filtrul ar fi ideal, nu ar trebui să găsim la ieșire decât o componentă de frecvență  $\omega_{rez} = 2\omega_0$ , adică armonica a doua, care pentru semnalul nostru, lipsește. Ce obțineți la ieșire ? Puteți justifica acest lucru din răspunsul în frecvență desenat la experimentul precedent ?

Micșorați acum frecvența semnalului de intrare la  $\omega_0 = \omega_{rez}/3$ , astfel încât prin filtru să treacă armonica a treia a semnalului. Modificați fin frecvența pentru a obține o amplitudine maximă la ieșire. Măsurați amplitudinea armonicilor a treia și verificați că este de 3 ori mai mică decât fundamentală.

Reluați procedeul și măsurați amplitudinile armonicilor de ordinul 5 și 7. Verificați pentru fiecare că este de  $m$  ori mai mică decât fundamentală.

Aveți acum amplitudinile fundamentale și a primelor 7 armonice. Desenați aceste amplitudini cu segmente verticale, poziționate pe o scară gradată cu ordinul armonicilor. Ați obținut spectrul de amplitudine al semnalului dreptunghiular cu care ați excitat filtrul.

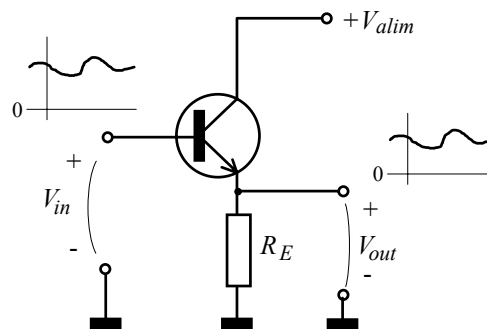
## b) Multiplicatorul de frecvență

Reveniți cu frecvența semnalului de intrare la  $\omega_0 = \omega_{rez}/5$  (ajustați fin frecvența pentru a obține un maxim al semnalului de ieșire și a îndeplini exact această relație). Ce fel de semnal aveți la intrare (formă și frecvență de repetiție) ? Dar la ieșire ? Un asemenea circuit este numit **multiplicator de frecvență** pentru că produce dintr-un semnal periodic de frecvență  $\omega_0$  un semnal care are o frecvență egală exact cu un multiplu întreg al lui  $\omega_0$ . Am utilizat cuvântul "exact" pentru că cele două semnale sunt **sincrone** între ele, așa cum nu s-ar întâmpla dacă cele două semnale ar fi produse de oscilatoare separate.

Desenați cu atenție forma semnalului de ieșire și justificați de ce amplitudinea se modifică de la perioadă la perioadă. Propuneți un echivalent mecanic al acestui experiment.

Aveți banda de trecere măsurată la experimentul precedent; calculați constanta de timp de amortizare și, cu ea, determinați de câte ori trebuie să se micșoreze amplitudinea de la o perioadă la alta.

## Repetoare de tensiune (pe emitor și pe sursă)



**Introducere** 88

**10.1. Repetorul pe emitor (amplificatorul cu colector comun)** 90

**10.2. Repetorul pe sursă (amplificatorul cu drenă comună)** 104

**10.1. Repetorul pe emitor (amplificatorul cu colector comun)** 90

1.A. Analiza cu un model al tranzistorului foarte simplificat 90

1.B. O analiză mai exactă: modelul cu  $r_e$  95

1.C. Polarizarea repetorului pe emitor 98

1.D. Cuplarea capacitivă a sarcinii 101

1.E. Proiectarea unui repetor pe emitor 103

**10.2. Repetorul pe sursă (amplificatorul cu drenă comună)** 104

Problemă rezolvată 109, probleme propuse 113

Lucrare experimentală 116

## Introducere

În multe cărți, atunci când se discută familia caracteristicilor de ieșire, regimul activ normal al tranzistorului bipolar este prezentat ca fiind "liniar", deoarece la variații egale ale parametrului  $I_B$  (curentul bazei) caracteristica este aproximativ translatată cu aceeași valoare  $\Delta I_C$ . Această liniaritate este consecința relației  $I_C = \beta I_B$ , unde  $\beta$  rămîne aproape constant. Cu toate acestea, în imensa majoritate a aplicațiilor informația de la intrare, care trebuie prelucrată, nu este curentul bazei ci **tensiunea bază-emitor**. Din acest motiv, esențială este dependența  $I_C = I_S e^{V_{BE}/V_T}$ , care este foarte neliniară. Tranzistoarele bipolare sunt elemente de circuit neliniare și, în consecință,

circuitele cu tranzistoare bipolare sunt circuite neliniare.

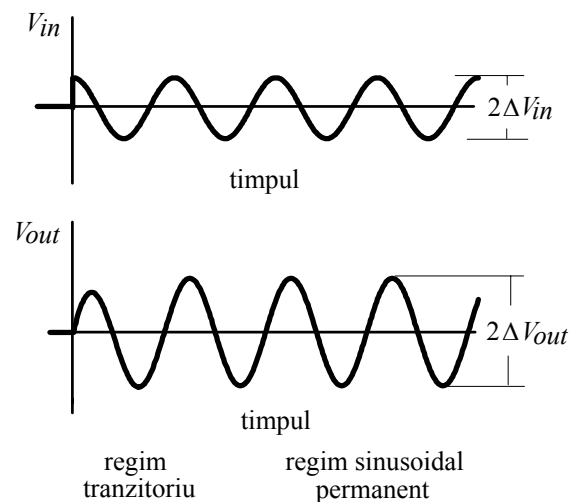
Același lucru se întâmplă și pentru tranzistoarele cu efect de câmp, la care curentul de drenă depinde **pătratic** de tensiunea de comandă. Totuși, **pentru variații mici** în jurul punctului de funcționare (regimului de repaus), circuitele cu tranzistoare se comportă aproximativ liniar. Cît de mici trebuie să fie aceste variații depinde de structura circuitului și de gradul nostru de exigență.

Dacă un circuit **liniar** este excitat sinusoidal începînd de la un anumit moment, după stingerea regimului tranzitoriu se stabilește un **regim sinusoidal staționar (permanent)** în care toate potențialele și toți curenții evoluează sinusoidal, **cu frecvența de excitație**, dar cu amplitudini și faze diferite. În Fig. 10.1 au fost reprezentate evoluțiile în timp ale tensiunii de intrare (excitația) și tensiunii de ieșire, obținute într-un experiment de acest tip.

Amplificarea complexă se definește pentru regimul sinusoidal permanent; ea are modulul egal cu raportul amplitudinilor de la ieșire și intrare și argumentul egal cu defazajul ieșirii față de intrare; în general, amplificarea depinde de frecvență.

Întodeauna, însă, trebuie să avem grijă să nu luăm în considerație la calculul amplificărilor și impedențelor decît variațiile măsurate de la regimul de repaus și să nu împărțim niciodată una la cealaltă tensiunile sau intensitățile de repaus.

Vom nota, de aici înainte, amplitudinea sinusoidei de regim permanent cu literă mică



$$|A| = \frac{\Delta V_{out}}{\Delta V_{in}}$$

Fig. 10.1. Amplificarea se definește pentru regimul sinusoidal permanent.

$$v_{out} = \Delta V_{out}; \quad (10.1)$$

de multe ori, pentru a nu mai complica notația, vom înțelege prin  $v_{out}$  fie amplitudinea vîrf la vîrf, fie tensiunea efectivă, deoarece aceste mărimi sunt proporționale cu amplitudinea. Trebuie să avem grijă, însă, să specificăm întodeauna semnificația utilizată.

Cu oricare dintre semnificațiile de mai sus, modulul amplificării are aceeași expresie



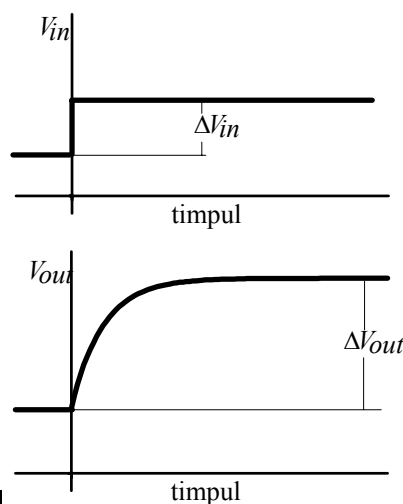
$$|A| = \frac{v_{out}}{v_{in}} \quad (10.2)$$

Cînd amplificarea este reală, sinusoidale de la intrare și ieșire sunt fie în fază, fie în antifază.

Dacă sinusoida de la ieșire este în fază cu cea de la intrare, amplificarea este reală și pozitivă iar dacă cele două sinusoidale sunt în antifază amplificarea este reală și negativă.

Putem extinde definiția amplificării și pentru frecvența zero (curent continuu): producem o variație treaptă de înălțime  $\Delta V_{in}$  la intrare și așteptăm pînă cînd nivelul de la ieșire se staționarizează devenind practic constant, ca în Fig. 10.2. Măsurăm atunci variația  $\Delta V_{out}$  și calculăm amplificarea de tensiune la frecvența zero (numită și amplificarea la curent continuu)

$$A_{DC} = \frac{\Delta V_{out}}{\Delta V_{in}} = \frac{v_{out}}{v_{in}}; \quad (10.3)$$



Amplificarea la curent continuu nu este raportul dintre tensiunile de curent continuu (de repaus) ci raportul variațiilor cuasistatice ale acestora; amplificarea la curent continuu este obligatoriu un **număr real, pozitiv sau negativ**.

$$A_{DC} = \frac{\Delta V_{out}}{\Delta V_{in}}$$

Fig. 10.2. Definiția amplificării la curent continuu.

Noi ne vom ocupa numai de semnale de joasă frecvență, la care putem să neglijăm timpul de răspuns al tranzistoarelor; acestea vor fi considerate ca **dispozitive fără memorie**. În consecință, toate potențialele și curenții lor vor evolua în fază (sau antifază) și amplificările pe care le vom calcula vor fi pur reale. Cînd acestea vor fi negative, vom numi circuitele "inversoare", deoarece sensurile variațiilor de la ieșire și intrare sunt în opoziție. Amplificările calculate vor fi, deci, **amplificări la frecvențe mici**.

Așa cum spuneam mai sus, pentru calculul acestora va trebui să considerăm **variații** ale punctului static; din această cauză,

în calculul amplificării vor interveni **rezistențele și transconductantele dinamice**, calculate în jurul punctului de funcționare.

În acest capitol ne vom ocupa de niște circuite care au amplificarea de tensiune subunitară dar foarte apropiată de valoarea 1. Astfel, variațiile tensiunii de intrare se regăsesc, aproape identic, la ieșire. Din acest motiv, ele sunt numite **repetoare de tensiune**.

## 10.1. Repetorul pe emitor (amplificatorul cu colector comun)

### 1.A. Analiza cu un model al tranzistorului foarte simplificat

Să analizăm comportarea circuitului din Fig. 10.3 la modificarea potențialului bazei, considerat ca **tensiune de intrare**. Tensiunea de ieșire este definită între emitor și masă, fiind egală cu potențialul emitorului. Vom utiliza, pentru început, un model extrem de simplu pentru tranzistor. Știm că în regiunea activă tensiunea bază-emitor are o valoare de aproximativ  $0.6 \text{ V} = 600 \text{ mV}$  și variază puțin în jurul acesteia: pentru o variație cu un factor de doi a curentului de colector,  $\Delta V_{BE} \cong 18 \text{ mV}$ . Vom considera, din acest motiv, tensiunea bază-emitor perfect constantă

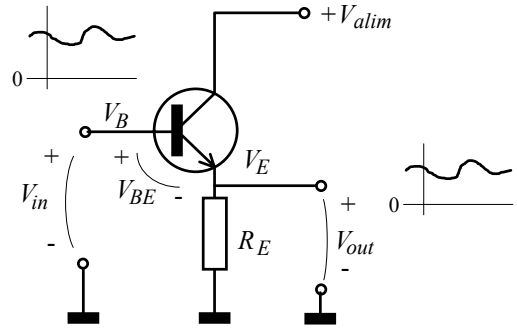


Fig. 10.3. Repetorul pe emitor.

$$\Delta V_{BE} = 0 \quad (10.4)$$

În aceste condiții,

potențialul emitorului suferă variații absolut identice cu acelea ale tensiunii de intrare,  
 $\Delta V_E = \Delta V_B - \Delta V_{BE} = \Delta V_B$ .

În consecință, amplificarea de tensiune are exact valoarea 1

$$A = \frac{\Delta V_E}{\Delta V_B} = 1 \quad (10.5)$$

circuitul din Fig. 10.3 fiind numit **repetor pe emitor (emitter follower** în engleză). Semnalul de intrare se aplică în baza tranzistorului, cel de ieșire se obține în emitor iar colectorul rămâne la potențial constant. Pentru variații, este ca și cum colectorul ar fi legat la masă (el chiar este legat la masă în alternativ, prin condensatorul de filtrare de valoare foarte mare al sursei de alimentare). Din acest motiv, circuitul mai este cunoscut și sub numele academic de **amplificator cu colectorul comun**.

Observație: În Fig. 10.3 am notat tensiunea de alimentare, ca și în capitolele anterioare, cu  $V_{alim}$ . Acest manual fiind unul introductiv, am preferat să facem acest lucru pentru a reduce la minimum riscul unor confuzii. În schemele profesionale, tensiunea de alimentare **pozitivă** a circuitelor ce conțin tranzistoare bipolare este notată cu  $+V_{CC}$ . Sunt două aspecte implicate în această convenție. În primul rând,

dublarea indicelui unei tensiuni este rezervată exclusiv tensiunilor de alimentare.; atât pentru litera  $V$  cât și pentru indici se folosesc majuscule deoarece tensiunea este continuă.

În al doilea rând, pentru circuitele cu tranzistoare bipolare, tensiunea pozitivă are indicele "CC" pentru că cele mai utilizate tranzistoare sunt cele de tip **npn**, la care **colectorul** este legată spre alimentarea pozitivă. Tensiunea pozitivă se notează cu  $+V_{CC}$  chiar și în cazul în care circuitul nu conține decât tranzistoare de tip

**pnp**, care au emitoarele legate spre alimentarea pozitivă. Pentru simetria notației, dacă circuitul are și o alimentare **negativă** față de masă, tensiunea ei este notată cu  $-V_{EE}$ .

**Cît de mare poate fi evoluția potențialului de intrare ?**

Deși variațiile lor sunt identice (cu modelul nostru foarte simplificat), **potențialele emitorului și bazei nu sunt egale**, potențialul emitorului fiind întodeauna cu  $V_{BE} = \text{const.} \cong 0.6 \text{ V}$  mai coborît decît cel al bazei (Fig. 10.4). Dar la  $V_E = 0$ , conform legii lui Ohm,  $I_C \cong I_E = 0$  și tranzistorul se blochează. Din acest motiv,

dacă dorim ca repetorul să funcționeze, potențialul de intrare nu trebuie să coboare pînă la 0.6 V.

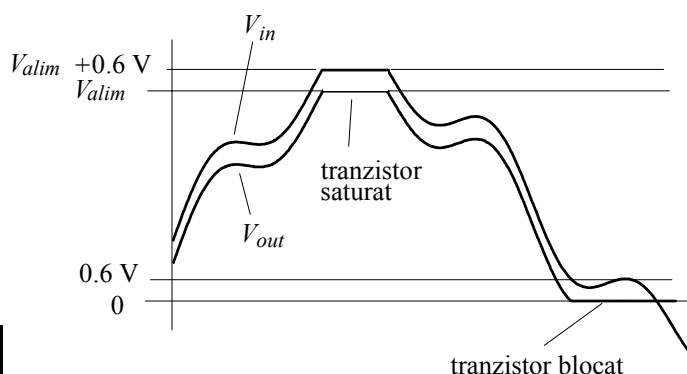


Fig. 10.4. Evoluția potențialelor de intrare și de ieșire.

Pe de altă parte, colectorul este menținut la potențialul alimentării. Pentru ca joncțiunea bază-colector să nu fie deschisă (adică tranzistorul să nu ajungă în saturație)

potențialul de intrare nu trebuie să depășească tensiunea de alimentare.

**La ce ne poate folosi un etaj care nu amplifică**

Putem să ne întrebăm, pe bună dreptate, la ce poate servi un etaj care doar repetă variațiile de tensiune de la intrare. Dacă toate sursele al căror semnal de tensiune trebuie prelucrat ar fi **surse ideale de tensiune** (cu rezistență internă nulă), repetorul ar fi cu totul inutil. Realitatea este, însă, cu totul alta. Să presupunem că dorim să măsurăm ușoara modificare a temperaturii provocată de procesul repetat de inspirație-expirație, cu ajutorul unui termistor cu rezistența de 20 kΩ (Fig. 10.5 a); alegem curentul  $I_0 = 1 \text{ mA}$  și, cum la o variație de 0.1°C rezistența termistorului se modifică cu aproximativ 0.4 %, vom obține niște variații de tensiune  $\Delta V_g$  de ordinul a 100 mV. Aceasta este tensiunea disponibilă în gol, fără să fi legat vreo sarcină.

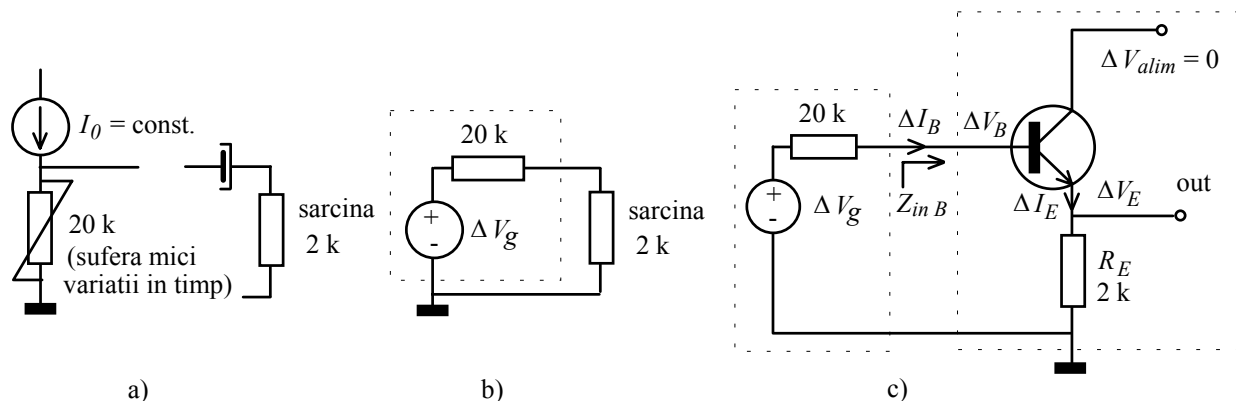


Fig. 10.5. Sursa de semnal și sarcina (a) cuplate direct (b) și prin intermediul repetorului pe emitor (c).

Cuplăm aparatul de măsură prin intermediul unui condensator de valoare mare, care să aibă reactanța mică la frecvența la care lucrăm (unul de 4700 μF are 34 Ω la 1 Hz), echivalăm Thevenin "generatorul de

semnal" și ajungem la circuitul din desenul b). Din păcate, aparatul cu care putem măsura tensiuni are rezistența internă de numai  $2\text{k}\Omega$ . Din această cauză, pe sarcina reprezentată de aparatul de măsură va apărea o tensiune care este numai  $2/22 \cong 9\%$  din semnalul de tensiune  $\Delta V_g$  disponibil în gol. Rezultatul este că,, tocmai am micșorat de peste zece ori semnalul util.

Ce se întâmplă dacă între sursa de semnal și sarcină intercalăm un etaj repetor, ca în Fig. 10.4 c) ? Va trebui să echivalăm dipolul reprezentat de tranzistor, accesibil la bornele de intrare **bază** și **masă**, cu o impedanță, numită impedanța de intrare în baza tranzistorului,  $Z_{in B}$ . Deoarece dipolul considerat este un circuit fără memorie, această impedanță este una pur reală (o rezistență dinamică). Pentru calculul ei considerăm o variație  $\Delta V_B$  pozitivă a tensiunii de intrare. Variațiile de tensiune la intrare și ieșire sunt egale,  $\Delta V_B = \Delta V_E$ , dar curenții de bază și cel de emitor **nu sunt egali**, tranzistorul trimițând prin rezistența de sarcină din emitor un curent de  $\beta + 1 \cong \beta$  mai mare decât cel de bază. Din această cauză, avem impedanța de intrare în baza tranzistorului

$$Z_{in B} = \frac{\Delta V_B}{\Delta I_B} \cong \frac{\Delta V_E}{\Delta I_E/\beta} = \beta R_E; \quad (10.6)$$

rezistența de sarcină cuplată în emitor apare văzută dinspre bază ca fiind de  $\beta$  ori mai mare.

Astfel, aparatul de măsură cu rezistența de  $2\text{k}\Omega$  este văzut acum de sursa de semnal ca avînd o rezistență de  $\beta$  ori mai mare. Cu un factor  $\beta$  de 100, impedanța de intrare în bază este de  $200\text{ k}\Omega$ , de zece ori mai mare decât a sursei de semnal. În consecință, la intrarea repetorului (și, deci, și pe sarcină) ajunge acum  $200/220 \cong 91\%$  din valoarea semnalului disponibil în gol.

Impedanța de intrare este o mărime cheie atunci cînd cuplăm un amplificator la o sursă de semnal. Pentru ca tensiunea obținută să fie practic aceea de mers în gol

impedanța de intrare a amplificatorului trebuie să fie mult mai mare decât aceea a sursei de semnal; aici își dovedește utilitatea repetorul pe emitor care face ca rezistența de sarcină cuplată în emitor să pară de  $\beta$  ori mai mare.

Vom vedea că, de cele mai multe ori, asigurarea regimului de repaus al tranzistorului (polarizarea sa) necesită conectarea în baza tranzistorului a unui divizor rezistiv, ca în Fig. 10.6. În acest caz, impedanța de intrare a amplificatorului,  $Z_{in}$ , nu mai este egală cu impedanța de intrare în baza tranzistorului  $Z_{in B}$ , deoarece sursa de semnal trebuie să furnizeze și curentul prin cele două rezistoare. La definiția ambelor impedanțe intră aceeași variație de tensiune dar variațiile de curent sunt diferite. Pentru a face distincție între aceste impedanțe, se utilizează simbolurile cu săgeată desenate în figură; săgeata este lîngă ramura al cărui curent intră în definiția impedanței iar sensul ei este dinspre generatorul de semnal care provoacă variația curentului. În jargon se spune că aceasta este impedanța "văzută privind în sensul săgeții". Astfel,  $Z_{in}$  este impedanța văzută de generator privind înspre amplificator iar  $Z_{in B}$  este impedanța văzută privind înspre baza tranzistorului.

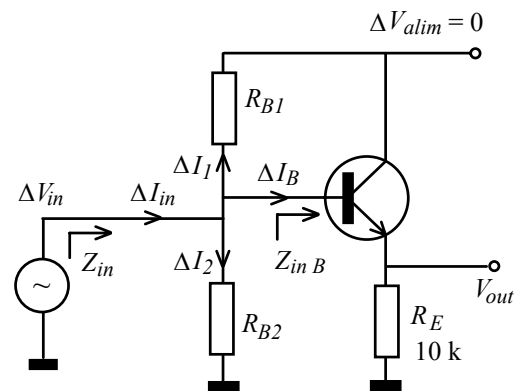


Fig. 10.6. Definiția impedanței de intrare.

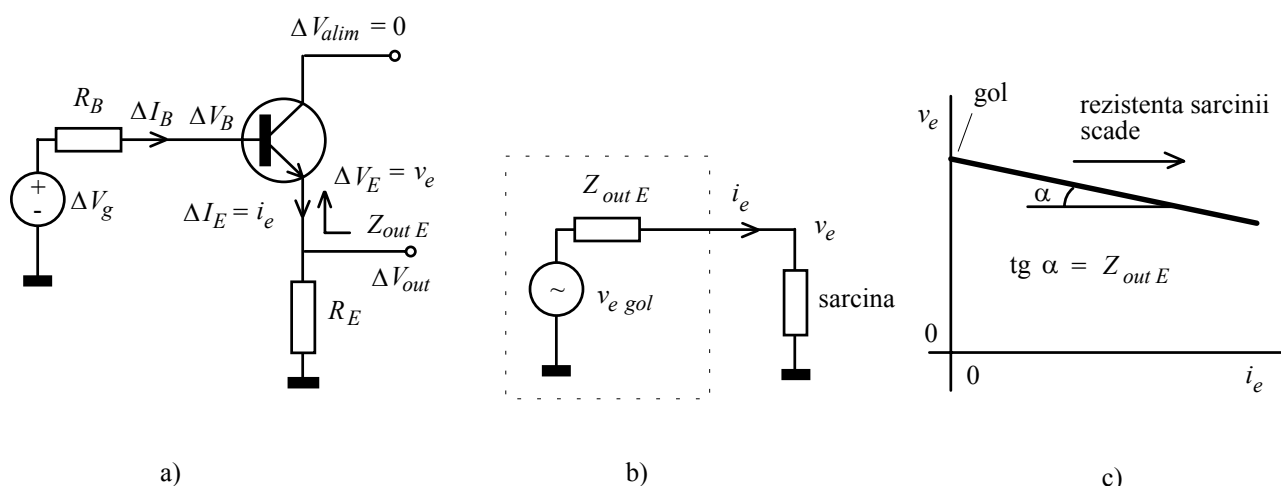


Fig. 10.7. Calculul impedanței de ieșire.

Am văzut că impedanța de intrare în baza tranzistorului este mare, fiind de  $\beta$  ori rezistența cuplată în emitor. Dar aceasta nu este singura calitate a repetitorului pe emitor. Să legăm în bază o sursă de semnal cu impedanța echivalentă  $R_B$  (Fig. 10.7 a) și să ne punem acum o cu totul altă întrebare: ce se întâmplă cu tensiunea de ieșire dacă modificăm valoarea rezistenței de sarcină? La ieșire, amplificatorul poate fi echivalat Thevenin printr-o sursă ideală de tensiune în serie cu o impedanță, ca în desenul b) al figurii. Aceasta este **impedanța de ieșire a amplificatorului**. Semnificația ei fizică reiese clar din Fig. 10.7 c) unde am reprezentat amplitudinea semnalului variabil de la ieșire în funcție de curentul variabil absorbit de sarcină.

Impedanța de ieșire ne spune cum scade amplitudinea tensiunii semnalului alternativ de la ieșirea amplificatorului atunci când sarcina se modifică și absoarbe un curent alternativ mai mare; dacă impedanța de ieșire ar fi zero tensiunea de ieșire ar fi insensibilă la modificarea sarcinii.

Cînd am discutat teoremele Thevenin și Norton pentru curent continuu, am spus că rezistența internă poate fi măsurată și printr-un altfel de experiment: pasivizarea sursei interne (sursa de tensiune trece într-un scurtcircuit iar cea de curent se transformă într-un circuit întrerupt) și aplicarea **din exterior** a unei excitații. Acest lucru rămîne valabil și la curent alternativ, impedanța  $Z_{out E}$  putînd fi definită și măsurată ca în Fig. 10.8. Se vede clar că impedanța  $Z_{out E}$  este de fapt impedanța văzută privind înspre emitor, cu condiția ca generatorul de semnal de la intrarea circuitului să fie pus la tensiune nulă, impedanța lui proprie **rămînînd în circuitul de intrare**. Din acest motiv, simbolizarea pe scheme a impedanțelor de ieșire se face cu săgeată **înspre** amplificator.

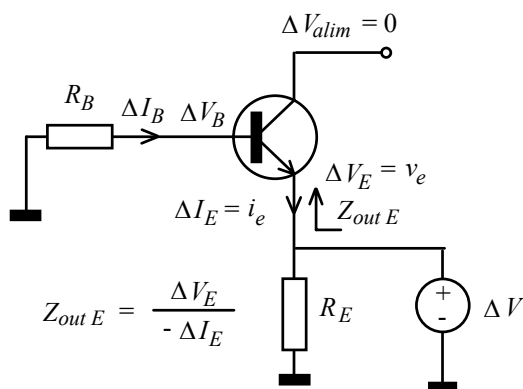


Fig. 10.8. Calculul impedanței de ieșire din emitorul tranzistorului.

Acum putem calcula valoarea impedanței  $Z_{out E}$  prin

$$Z_{out E} = \frac{\Delta V_E}{-\Delta I_E}. \quad (10.7)$$

Încercăm să exprimăm mărimile din relația precedentă prin mărimi de la intrare; variațiile de tensiune sunt identice iar curentul de emitor este de aproximativ  $\beta$  ori mai mare decât curentul din bază. Pe de altă parte  $\Delta I_B = (0 - \Delta V_B)/R_B$ , așa că în final

$$Z_{out E} = \frac{\Delta V_B}{-\beta \Delta I_B} = \frac{R_B}{\beta}; \quad (10.8)$$

impedanța de ieșire văzută înspre emitor este de  $\beta$  ori mai mică decât impedanța legată între bază și masă.

În cazul ideal în care generatorul de semnal cuplat în bază ar avea impedanța internă nulă, și impedanța de ieșire a repetorului ar fi nulă.

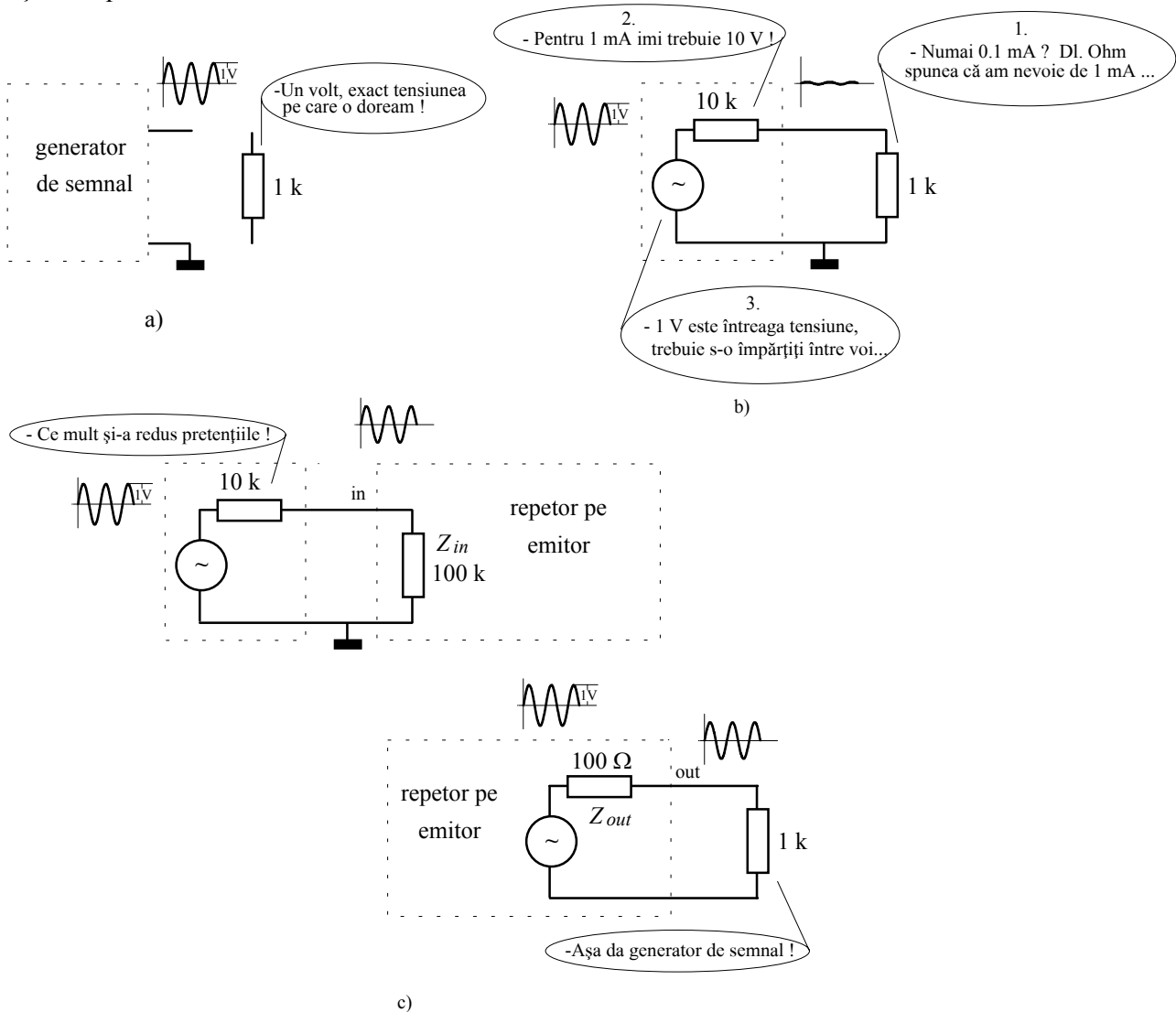


Fig. 10.9 Repetorul pe emitor rezolvă neadaptarea de impedanță între generatorul de semnal și sarcină.

Repetorul pe emitor funcționează, astfel, ca o lentilă fermecată între două lumi: rezistența legată la ieșire între emitor și masă se vede de la intrare mărită de  $\beta$  ori, iar rezistența legată la intrare între bază și masă se vede de la ieșire micșorată de  $\beta$  ori. Principala aplicație a repetorului pe emitor este **adaptarea** de impedanțe între sursa de semnal și sarcină, așa cum se vede în Fig. 10.9. Un circuit cu această funcție este numit și circuit "de separație" (**buffer** în limba engleză), deoarece amplitudinea la bornele sursei de semnal nu mai este influențată de mărimea rezistenței de sarcină.

*Observație: Am văzut în capitolul anterior că adaptarea de impedanță poate fi realizată și cu ajutorul unui transformator; această soluție este utilizată astăzi numai în radiofrecvență, la joasă frecvență preferându-se adaptarea cu tranzistoare.*

Impedanța  $Z_{out E}$  este impedanța văzută privind înspre emitor; aceasta este impedanța de ieșire sesizată de rezistența  $R_E$  dacă nu este cuplată altă sarcină în emitor. Când utilizăm o sarcină externă, aceasta vede în afara impedanței  $Z_{out E}$  a tranzistorului și rezistența  $R_E$  legată în paralel, ca în Fig. 10.10 .

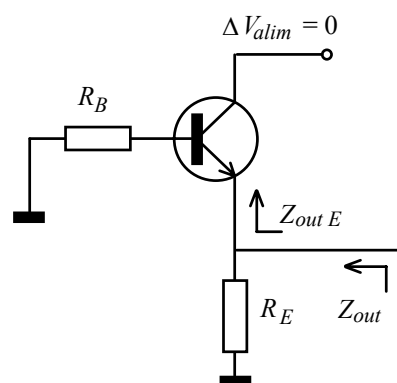


Fig. 10.10. Impedanțele de ieșire.

$$Z_{out} = Z_{out E} \text{ în paralel cu } R_E \tag{10.8}$$

*Observație: Impedanța de intrare și impedanța de ieșire ale unui amplificator sunt, de fapt, mărimi definite identic: sunt **inmitanțele** în nodul de intrare și respectiv ieșire. Diferența de semnificație este una pragmatică, la intrare amplificatorul se vede ca un circuit pasiv (care nu conține surse de semnal alternativ), pe când la ieșire amplificatorul se comportă activ față de rezistența de sarcină, apărînd pentru aceasta ca un generator de semnal.*

### 1.B. O analiză mai exactă: modelul cu $r_e$

Am considerat pînă acum că tensiunea bază-emitor rămîne riguros constantă; știm că acest lucru nu este adevărat. Pentru variații mici ale curentului de colector  $\Delta I_C \ll I_C$  construim acum un model al tranzistorului care va fi valabil însă, **numai pentru variații mici**. Pornim de la expresia caracteristicii de transfer

$$I_C = I_s e^{V_{BE}/V_T} \tag{10.9}$$

și exprimăm mica variație a tensiunii bază-emitor prin

$$\Delta V_{BE} = \frac{V_T}{I_C} \Delta I_C; \tag{10.10}$$

mărimea constantă (repetăm, pentru variații mici)  $V_T/I_C$  are dimensiuni de rezistență și este inversul unei cunoștințe mai vechi, **transconductanța tranzistorului**. O vom nota cu  $r_e$ , fiind o rezistență dinamică

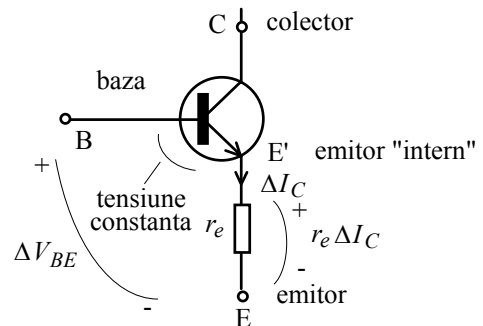
$$r_e = V_T / I_C = 1 / g_m. \quad (10.11)$$

E mult mai ușor, totuși, să judecăm cu circuite echivalente decât cu ecuații. Expresia  $\Delta V_{BE} = \frac{V_T}{I_C} \Delta I_C$  poate fi interpretată (Fig. 10.11) ca legea lui Ohm pe rezistența  $r_e$ , pe care o vom numi rezistența dinamică intrinsecă a emitorului; cantitatea  $\Delta V_{BE}$  se adună la valoarea presupusă inițial constantă a tensiunii bază-emitor. Obținem astfel un model mai exact, pentru variații mici: nu trebuie decât să considerăm că în interiorul tranzistorului există, în serie cu emitorul, rezistența dinamică  $r_e$ . Emitorul modelului simplu, a cărui tensiune în raport cu baza rămîne constantă, îl vom numi emitor "intern".

Rezistorul  $r_e$  nu există în interiorul tranzistorului, așa cum nu există nici emitorul intern; este de vorba de un circuit echivalent **convenabil**, care respectă, însă, niște ecuații **adevărate**.

Modelul pe care tocmai l-am construit este cunoscut ca modelul cu  $r_e$  sau uneori ca modelul transconductanță ori Ebers-Moll. Datorită simplității calculului, astăzi "anumite instituții folosesc exclusiv modelul cu  $r_e$ "<sup>1</sup>.

*Observație: Am fi putut la fel de bine să introducem o rezistență dinamică de valoare  $\beta r_e$  în serie cu baza, în locul celei din emitor. Alegerea făcută are o serie de avantaje care se vor vedea pe parcurs; unul este acela că  $r_e$  nu depinde de  $\beta$  care este foarte prost controlat tehnologic.*



$$\Delta V_{BE} = \Delta V_{BE'} + r_e \Delta I_E = r_e \Delta I_C$$

Fig. 10.11. Modelul cu  $r_e$  al tranzistorului.

Rezistența dinamică  $r_e$  depinde de punctul de funcționare, fiind invers proporțională cu intensitatea curentului de colector; la 1 mA ea este de 25 Ω.

### Amplificarea

Să recalculăm amplificarea repetorului folosind, de data aceasta, modelul cu  $r_e$  (Fig. 10.12). Variațiile tensiunii de intrare se regăsesc identic la nodului emitorului "intern" dar la ieșirea repetorului semnalul este mai mic datorită divizorului rezistiv format din rezistența dinamică  $r_e$  și rezistorul  $R_E$  montat în circuitul emitorului. Cu regula de trei simplă obținem imediat noua expresie a amplificării

$$A = \frac{\Delta V_E}{\Delta V_B} = \frac{R_E}{R_E + r_e} = \frac{1}{1 + r_e / R_E}. \quad (10.12)$$

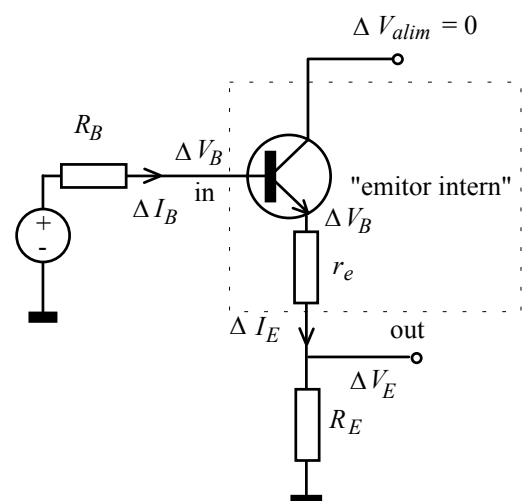


Fig. 10.12. Analiza repetorului pe emitor cu modelul cu  $r_e$ .

<sup>1</sup>Robert Boylestad, Louis Nashelsky, "Electronic Devices and Circuit Theory", Prentice Hall, Upper Saddle River, N.J., 2002 (a opta ediție)



Cum rezistența dinamică este  $r_e = V_T / I_C = 25 \text{ mV} / I_C$ , raportul  $r_e / R_E$  poate fi simplu exprimat prin valorile punctului static de funcționare (repaus)

$$\frac{r_e}{R_E} = \frac{V_T}{I_C R_E} = \frac{25 \text{ mV}}{V_E} \quad (10.13)$$

unde  $V_E$  este **potențialul de repaus al emitorului**. În consecință,

$$A = \frac{1}{1 + 25 \text{ mV} / (I_C R_E)} = \frac{1}{1 + 25 \text{ mV} / V_E} \quad (10.14)$$

Dacă ne mai aducem aminte că, pentru  $\varepsilon \ll 1$ ,  $\frac{1}{1 + \varepsilon} \cong 1 - \varepsilon$

$$A \cong 1 - 25 \text{ mV} / V_E \quad (10.14')$$

amplificarea repetorului pe emitor este **subunitară** și foarte apropiată de valoarea 1; eroarea relativă pe care o facem cînd o considerăm unitară este aproximativ egală cu  $r_e / R_E = 25 \text{ mV} / V_E$ .

Cu potențialul  $V_E$  la 5 V, această eroare este de numai 0.5 %, amplificarea fiind de fapt 0.995.

### Impedanța de intrare

Cu modelul foarte simplu utilizat la început, am obținut impedanța de intrare în baza tranzistorului ca fiind  $Z_{in B} = \beta R_E$ . De data aceasta, în serie cu rezistența  $R_E$  apare suplimentar rezistența dinamică  $r_e$  și formula mai exactă este  $Z_{in B} = \beta(R_E + r_e)$ ; corecția este, însă, sub 1 % și ar fi complet nereserios să o luăm în considerație cînd nu știm dacă factorul  $\beta$  este 100 sau 200.

### Impedanța de ieșire

Cînd am considerat tensiunea bază-emitor perfect constantă, am obținut pentru impedanța de ieșire văzută privind în emitor expresia  $Z_{out E} = R_B / \beta$ , unde  $R_B$  era rezistența dinamică echivalentă prin care baza era legată la masă. Astfel, dacă generatorul de semnal care excită amplificatorul are impedanța internă de 1 k $\Omega$  și tranzistorul are un factor  $\beta$  egal cu 100, impedanța de ieșire ajunge la o valoare mică, de numai 10  $\Omega$ . Aceasta ar putea fi coborîită suplimentar dacă alegem tranzistoare cu factorul  $\beta$  mai mare și micșorăm impedanța internă a generatorului de semnal; cu un generator de impedanță nulă și  $Z_{out E}$  ar fi zero.

Cu modelul mult mai realist în care am ținut seama de variația tensiunii bază-emitor, lucrurile se schimbă fundamental. Privind înspre emitorul tranzistorului (Fig. 10.12), rezistența dinamică  $r_e$  apare legată în serie și se adună la impedanța de ieșire calculată cu modelul simplificat. În consecință, noua expresie a impedanței de ieșire privind în emitor este

$$Z_{out E} = r_e + R_B / \beta; \quad (10.15)$$

chiar cu un generator de semnal ideal ( $R_B = 0$ ), **ea nu poate fi coborâtă sub  $r_e$** . Pentru a obține impedența de ieșire a întregului etaj trebuie să considerăm și pe  $R_E$  legat în paralel cu  $Z_{out E}$ . Dar cum  $R_E/r_e = V_E/25 \text{ mV} \gg 1$ , efectul lui  $R_E$  poate fi neglijat în această situație. În concluzie,

Impedența de ieșire a repetorului nu poate fi coborâtă sub valoarea  $r_e = 25 \text{ mV}/I_C$  nici dacă generatorul de semnal are impedența internă nulă.

La 1 mA această valoare de palier este de  $25 \Omega$  și poate fi coborâtă numai prin creșterea curentului de colector.

Avantajul esențial al repetorului pe emitor de a avea o impedență mică de ieșire poate fi compromis dacă al doilea termen din relația anterioară,  $R_B/\beta$ , devine dominant. Astfel,

repetorul pe emitor are o impedență mică de ieșire, de ordinul  $25 \text{ mV}/I_C$ , numai dacă generatorul de semnal care îl excită are o impedență internă mai mică decât  $(\beta \cdot 25 \text{ mV})/I_C$ .

### Cît de mare poate fi semnalul prelucrat fără ca el să sufere distorsiuni semnificative ?

Cînd am considerat tensiunea bază-emitor perfect constantă am descoperit că potențialul bazei poate să evolueze între 0.6 V și tensiunea de alimentare, variațiile sale regăsindu-se absolut identic (**fără distorsiuni**) la ieșire. Un asemenea amplificator se numește **de semnal mare**, potențialul ieșirii putînd evolua fără distorsiuni practic pe tot intervalul dintre zero și tensiunea de alimentare.

Modelul perfecționat a fost construit însă în ipoteza unor variații mici ale curentului de colector deoarece numai pentru acestea are sens să vorbim despre rezistență dinamică și transconductanță. Ne poate ajuta această abordare să aflăm cum se comportă amplificatorul atunci cînd potențialul ieșirii suferă o variație mare ? Să presupunem că în repaus potențialul emitorului este la +5 V, jumătatea tensiunii de alimentare și că acesta face o excursie de +/- 2.5 V. Cînd  $V_E = 7.5 \text{ V}$  curentul a devenit de 1.5 ori mai mare și amplificarea, conform relației 10.14, se modifică de la 0.995 la 0.997. La extrema cealaltă, curentul de colector se reduce la jumătate din valoarea de repaus și amplificarea scade la 0.990. Variația totală a amplificării de semnal mic este de 0.7 %, ceea ce ne arată că repetorul poate prelucra semnale mari cu distorsiuni foarte mici.

Dacă acest argument nu ne-a convins încă, să calculăm distorsiunile globale și nu prin modificarea amplificării de semnal mic. Cunoaștem dependența  $I_C = f(V_{BE})$ , de aici obținem  $\Delta V_{BE}$  la variația curentului de colector de la  $I_{C1}$  la  $I_{C2}$  :  $\Delta V_{BE} = 25 \text{ mV} \cdot \ln(I_{C2}/I_{C1})$ . Creșterea de 1.5 ori a curentului de colector se face cu prețul creșterii cu 10 mV a tensiunii bază-emitor iar scăderea la jumătate se face datorită scăderii cu 17.3 mV a aceleiași tensiuni. Avem în total o variație de 27.3 mV a tensiunii bază emitor, care se va regăsi ca distorsiune la ieșire (cu această cantitate va diferi  $\Delta V_{out}$  de  $\Delta V_{in}$ ). Aceasta înseamnă, în valori relative,  $27.3 \text{ mV}/5 \text{ V} = 0.55 \%$  pentru un semnal la ieșire cu amplitudinea de 5 V virf la virf.

### 1.C. Polarizarea repetorului pe emitor

Să reluăm problema cuplării repetorului pe emitor la termistorul cu care măsurăm temperatura (Fig. 10.13). Potențialul la capătul termistorului suferă variații de ordinul a 0.1 V în jurul valorii continue de 20 V; putem lega, astfel, în acest punct baza tranzistorului **direct**, fără să mai fie nevoie de alt circuit de polarizare. Trebuie să avem, însă, grijă ca tensiunea de alimentare a tranzistorului să fie mai mare de 20 V pentru ca acesta să fie în regiunea activă.

Aceasta este o situație norocoasă: putem să stabilim prin ajustarea curentului  $I_0$  al sursei ideale de curent un potențial de repaus convenabil pentru emitorul tranzistorului. În general, însă, sursele de semnal nu

pot asigura și regimul de curent continuu de repaus. De exemplu, un senzor de presiune **piezoelectric (PZT în engleză)**, cum ar fi o doză clasică de pick-up, nu poate produce decât variații de tensiune în jurul valorii de zero (media semnalului de tensiune este nulă). Va trebui, deci, să rezolvăm problema polarizării cu un circuit separat.

În Capitolul 8 am studiat influența temperaturii asupra punctului static de funcționare al tranzistorului și am ajuns la concluzia că o polarizare suficient de stabilă termic și relativ insensibilă la împrăștierea lui  $\beta$  se obține cuplând un divizor rezistiv în bază și intercalând o rezistență în emitor. Aceasta este soluția și pentru repetitor (Fig. 10.14 a). Generatorul de semnal este cuplat în baza tranzistorului prin intermediul condensatorului  $C_B$ , care are o valoare suficient de mare astfel încât să poată să fi considerat ca un scurtcircuit la frecvențele produse de generatorul de semnal.

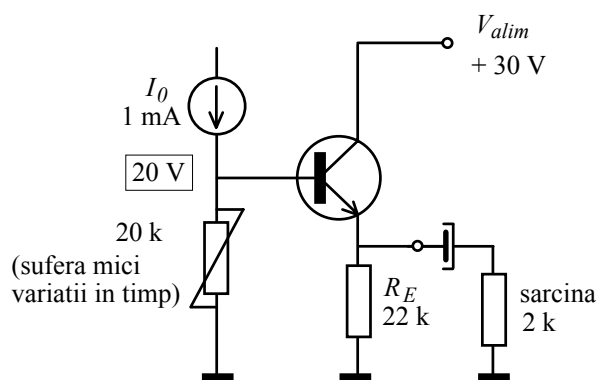


Fig. 10.13. Cuplarea în curent continuu a intrării repetitorului.

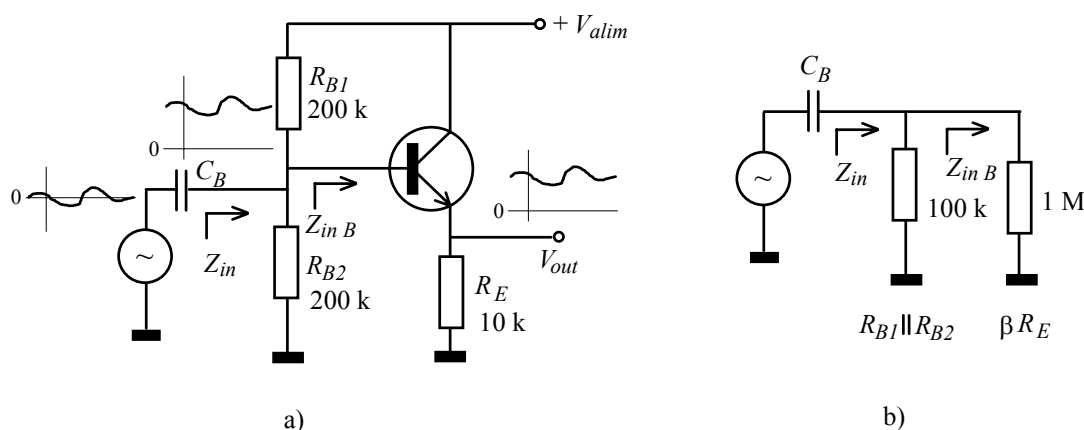


Fig. 10.14. Polarizarea repetitorului pe emitor.

Două condiții trebuia să îndeplinească circuitul de polarizare. Prima cerea ca pe rezistența din emitor să pierdem cel puțin 1-2 V în repaus; la repetitor această condiție este îndeplinită cu prisosință, pe rezistența din emitor căzînd de regulă jumătate din tensiunea de alimentare. A doua condiție impune ca rezistența echivalentă a divizorului să fie cel mult  $\beta R_E/10$ ; nu este o problemă să îndeplinim această condiție dar **prezența divizorului modifică impedanța de intrare a etajului**. Într-adevăr, curentul (alternativ) de la generatorul de semnal are acum două căi pe care curge către masă: prin baza tranzistorului (impedanța  $Z_{in B}$  egală cu  $\beta R_E$ ) și prin rezistențele divizorului. Cum  $\Delta V_{alim} = 0$ , pentru variații este ca și cum  $R_{B1}$  ar fi legată la masă, astfel încît cele două rezistențe de polarizare apar în paralel, impedanța echivalentă fiind chiar cea a divizorului. Astfel, impedanța de intrare a etajului este mai mică decît  $\beta R_E/10$ .

Prezența divizorului, cu care este polarizată baza tranzistorului, micșorează de peste 10 ori impedanța de intrare a repetitorului.

În acest mod, principala calitate a repetitorului pe emitor este pierdută. Dacă impedanța de intrare în baza tranzistorului,  $Z_{in B}$ , poate ajunge la 1-10 M $\Omega$ , divizorul rezistiv, fiind legat în paralel la intrare,

coboară impedanța  $Z_{in}$  de intrare a etajului la  $100\text{ k}\Omega - 1\text{ M}\Omega$ . Aceasta înseamnă că aproximativ nouă zecimi din curentul furnizat de generatorul de semnal, în loc să ajungă în baza tranzistorului, este pierdut spre masă prin rezistențele divizorului.

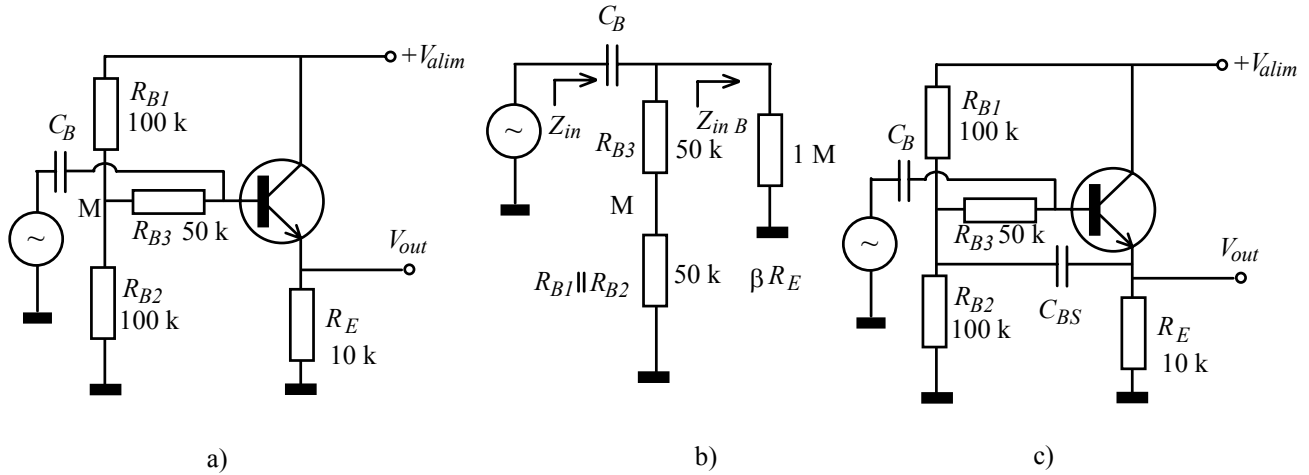


Fig. 10.15. Metoda bootstrap.

Eliminarea acestui inconvenient se face printr-un truc, cunoscut ca **metoda bootstrap**. Mai întâi să intercalăm o altă rezistență între bază și punctul median al divizorului, ca în Fig. 10.15 a). Pentru a menține calitățile polarizării, va trebui să micșorăm corespunzător rezistența echivalentă a divizorului, așa că nu am rezolvat încă nimic, impedanța de intrare rămâne în continuare aproximativ  $\beta R_E/10$ .

Să observăm pe unde curge acum curentul alternativ produs de generatorul de semnal (desenul b al figurii). Cea mai mare parte din acesta (aproximativ 9/10) se duce la masă prin combinația serie  $R_{B3}$  cu rezistența echivalentă a divizorului, amplitudinea variațiilor potențialului punctului M fiind jumătate din amplitudinea variațiilor potențialului bazei, așa cum se vede în Fig. 10.16 a).

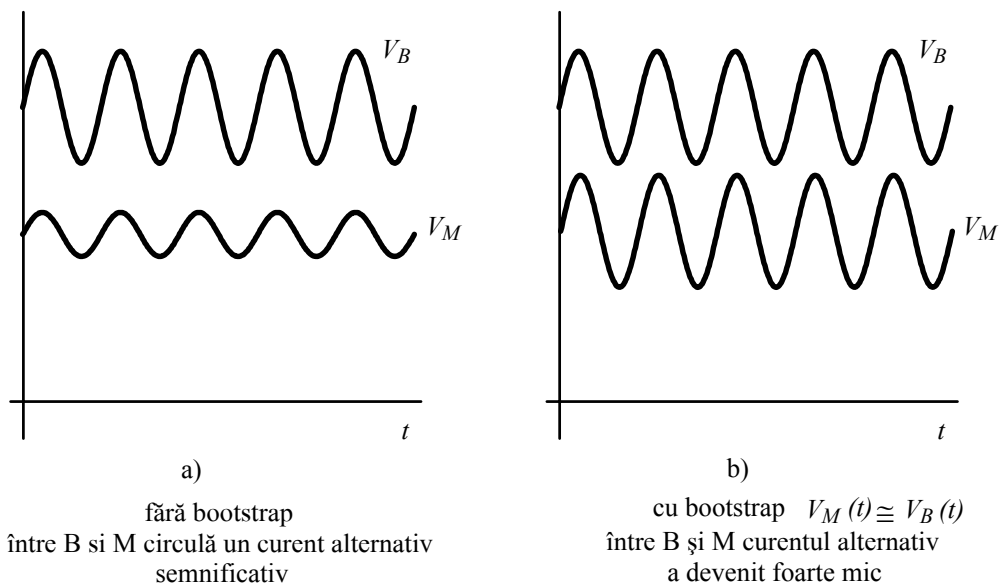


Fig. 10.16. Potențialele bazei și punctului M fără bootstrap (a) și cu bootstrap (b).

Cum am putea micșora acest curent? Legea lui Ohm ne oferă răspunsul: prin ridicarea potențialului (alternativ) al punctului M! Mai mult, avem toate condițiile pentru a realiza acest lucru: în emitorul

tranzistorului există o versiune a semnalului variabil din bază (0.995 din acesta) și, în plus, acest nod are o impedanță mult mai mică decât aceea a punctului M. Nu trebuie decât să legăm un condensator  $C_{BS}$  de valoare suficient de mare între emitor și punctul M. Vom mai pierde ceva din amplitudine prin încărcarea ieșirii, încă ceva pe condensator (nu va avea impedanța exact nulă) dar un semnal egal cu 0.99 din cel existent în bază tot va apărea în punctul M (desenul b al Fig. 10.16).

Să scriem, pentru variații, legea lui Ohm pe rezistența  $R_{B3}$

$$\Delta I_{R3} = \frac{\Delta V_B - 0.99\Delta V_B}{R_{B3}} = 0.01 \frac{\Delta V_B}{R_{B3}} = \frac{\Delta V_B}{100 \cdot R_{B3}}; \quad (10.16)$$

se întâmplă ca și cum baza ar fi legată la masă cu o rezistență de valoare  $100 \cdot R_{B3} = 5 \text{ M}\Omega$  și nu prin combinația serie din Fig. 10.15 b). Deși calculul a fost numai unul estimativ, putem afirma că efectul micșorării impedanței de intrare datorită divizorului de polarizare este mult diminuat, această impedanță fiind acum aproape egală cu  $Z_{inB}$ .

Bootstrap înseamnă în engleză "curea de cizmă", accesoriu care ajută, prin tragere în sus la încălzirea acestor obiecte. Ca în povestirea baronului Munchausen în care acesta se autoextrage din mlaștină trăgându-se de cizme, to bootstrap are sensul de a se ajuta singur, a se autosușține. De aici vine și denumirea metodei prezentate, prin care potențialul punctului M (în curent alternativ) este ridicat pentru a nu se mai pierde curent prin rezistența  $R_{B3}$ .

Metoda bootstrap diminuează considerabil efectul divizorului rezistiv asupra impedanței de intrare; cu această metodă, impedanța de intrare a etajului ajunge la valori apropiate de  $\beta R_E$ .

### 1.D. Cuplarea capacitivă a sarcinii

Pînă acum am considerat că rezistența de sarcină este chiar rezistența  $R_E$  montată în emitor. Atunci cînd repetorul este utilizat pentru prelucrarea unei tensiuni continue, rezistența de sarcină nici nu poate fi conectată în alt fel. De multe ori, așa cum a fost cazul cu circuitul pentru măsurarea variațiilor de temperatură din Fig. 10.13, suntem interesați numai de componenta alternativă și, dacă am conecta sarcina direct în emitor, ea ar fi parcursă și de curentul continuu de repaus, lucru nedorit mai ales cînd acest curent are valori mari. În această situație, rezistența de sarcină este conectată în emitor prin intermediul unui condensator  $C_E$  de valoare suficient de mare, ca în Fig. 10.17. Condensatorul  $C_E$  se încarcă la cuplarea alimentării montajului cu o tensiune egală cu potențialul de repaus al emitorului și, datorită capacității sale mari, tensiunea pe el nu variază semnificativ dacă variațiile lui  $V_E$  în jurul valorii de repaus sunt suficient de rapide.

Deși pentru calculul polarizării trebuie să ținem seama numai de rezistența  $R_E$  (deoarece sarcina este separată prin condensator)

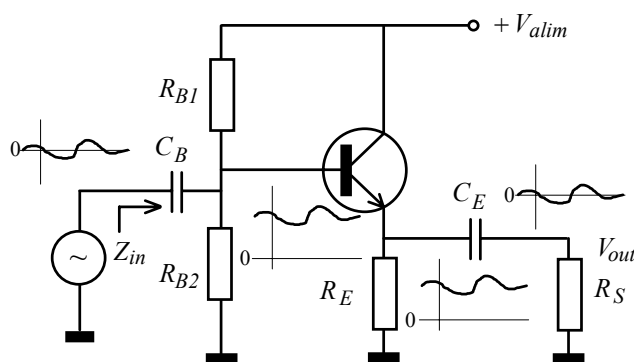


Fig. 10.17. Cuplarea sarcinii prin condensator.

la calculul regimului de variații, rezistența de sarcină  $R_S$  apare legată în paralel cu  $R_E$ .

Astfel, în formulele amplificării și ale impedanței văzute din baza tranzistorului,  $R_E$  trebuie înlocuită cu

$$R_E' = \frac{R_E R_S}{R_E + R_S} \quad (10.17)$$

Cuplarea sarcinii prin condensator poate să ne inducă în eroare atunci când calculăm excursia maximă a potențialului de la ieșire (pentru care tranzistorul nu intră în saturație sau blocare). Când sarcina era  $R_E$  (cuplată în emitor) lucrurile erau simple, potențialul ieșirii putea evolua între 0 și  $V_{alim}$ . Ceea ce nu ne convenea era curentul de repaus  $V_{alim}/(2R_E)$  care trecea prin sarcină.

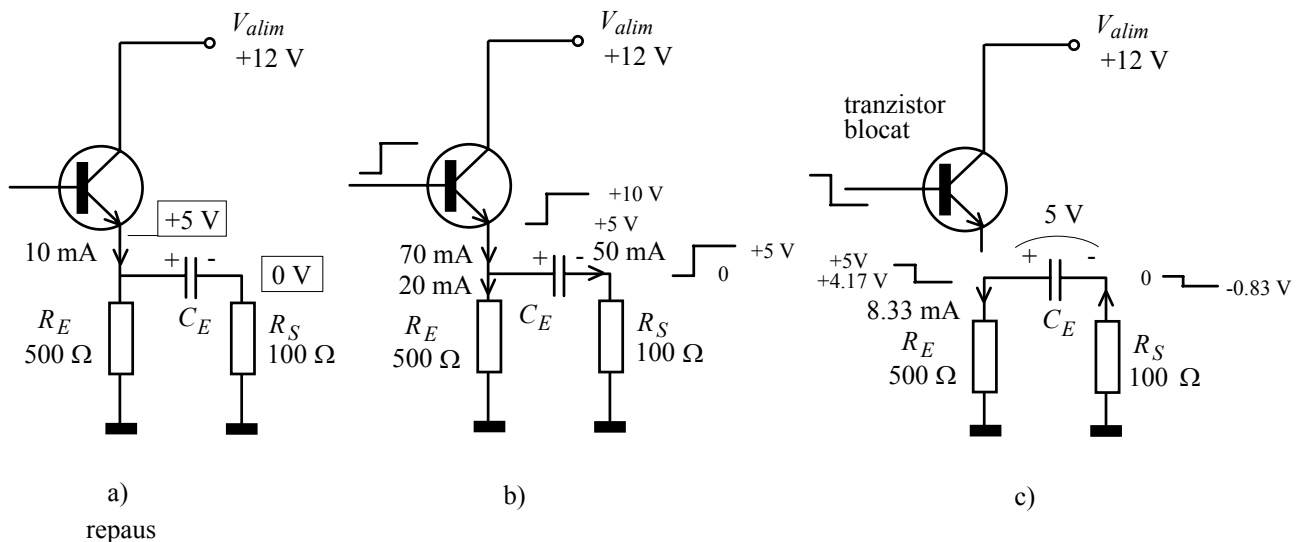


Fig. 10.18. Comportarea la variații mari a repetorului cu sarcina cuplată capacitiv.

Să vedem ce se întâmplă în circuitul din Fig. 10.18. Potențialul de repaus al emitorului a fost stabilit la 5 V, curentul de repaus fiind de 10 mA (desenul a). La creșterea bruscă a potențialului bazei cu 5 V, potențialul emitorului o urmează, ajungând la 10 V. Conform legii lui Ohm, prin  $R_E$  avem o creștere de curent de 10 mA, iar prin rezistența de sarcină avem un puls de curent de 50 mA, potențialul ieșirii crescând de la zero la 5 V (desenul b al figurii).

Ce se va întâmpla dacă potențialul bazei coboară, ca în desenul c), de la valoarea de repaus la zero? Tranzistorul se blochează, curentul lui de emitor devine nul și în circuit mai rămân condensatorul, încărcat la 5 V, și rezistoarele  $R_E$  și  $R_S$ . Curentul prin acest circuit serie va fi de 8.33 mA; el va determina o valoare de +4.17 V a potențialului de emitor și una de -0.83V a potențialului ieșirii.

Amplitudinile variațiilor potențialului ieșirii sunt complet diferite pentru variațiile pozitive și cele negative; acest lucru se întâmplă deoarece **tranzistorul nu poate să absoarbă curent în terminalul emitorului.**

Singura cale prin care am putea mări amplitudinea variațiilor negative este micșorarea rezistenței  $R_E$  (cu menținerea potențialului de repaus al emitorului). Aceasta implică automat **creșterea curentului de repaus**. În exemplul nostru, cu  $R_E = R_S = 100 \Omega$ , putem coborî potențialul ieșirii pînă la -2.5 V. Prețul plătit este creșterea la 50 mA a curentului de repaus.

## 1.E. Proiectarea unui repetor pe emitor

Primele lucruri de avut în vedere sunt excursia de tensiune pe care trebuie să o realizăm pe rezistența de sarcină și valoarea rezistenței de sarcină. De aici putem calcula amplitudinea curentului alternativ prin sarcină. Așa cum am văzut mai sus, pentru ca acest curent să fie disponibil trebuie să alegem valoarea curentului de repaus mai mare decât amplitudinea dorită a curentului alternativ prin sarcină. Fie  $I_Q$  această valoare aleasă pentru curentul de repaus. Putem urmări etapele procedurii de proiectare pe desenul din Fig. 10.19.

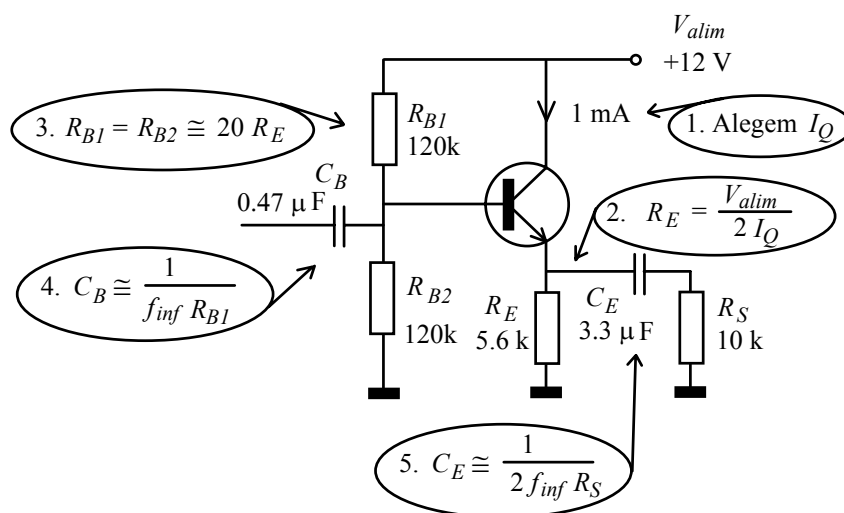


Fig. 10.19. Procedura simplificată pentru proiectarea unui repetor pe emitor de putere mică; în exemplul numeric, frecvența inferioară  $f_{inf}$  a fost luată de 20 Hz.

Potențialul de repaus al emitorului trebuie să fie aproximativ la jumătatea tensiunii de alimentare; de aici rezultă imediat valoarea rezistenței de emitor

$$\boxed{R_E = \frac{V_{alim}}{2I_Q}}; \quad (10.18)$$

deoarece calculăm **regimul de curent continuu** al polarizării, rezistența de sarcină, cuplată prin **condensator**, nu intervine aici.

Divizorul rezistiv va trebui să aibă o rezistență echivalentă de aproximativ  $\beta R_E/10$ . Dacă o mărime prea mult deteriorăm stabilitatea termică și insensibilitatea punctului static de funcționare la împrăștierea lui  $\beta$ ; pe de altă parte, o valoare prea mică produce o coborîre inacceptabilă a impedanței de intrare. Potențialul bazei trebuie să fie la  $V_B = V_{alim}/2 + 0.6 \text{ V} \cong V_{alim}/2$ . Din acest motiv, vom alege rezistențele divizorului egale; avem, deci

$$R_{B1} = R_{B2} = 2\beta R_E/10; \quad (10.19)$$

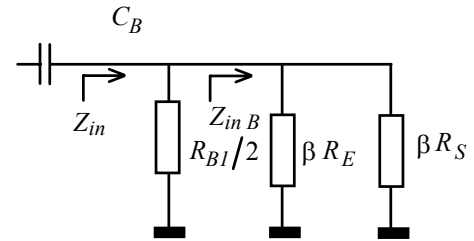
pentru tranzistoarele de mică putere putem miza pe  $\beta \geq 100$ , așa că

$$\boxed{R_{B1} = R_{B2} = 20R_E} \quad (10.20)$$

este o alegere bună.

Pentru calculul capacității care trebuie conectată la intrare trebuie să estimăm mai întâi impedanța de intrare, care are caracter rezistiv (pur reală). Ea este, așa cum se vede în Fig. 10.20, combinația paralel a trei rezistențe: rezistența echivalentă a divizorului, rezistența  $R_E$  multiplicată cu  $\beta$  și rezistența  $R_S$  multiplicată cu  $\beta$ . Dacă rezistența de sarcină nu este mult mai mică decât  $R_E$ , atunci impedanța de intrare este aproape egală cu  $R_{B1}/2$ .

La frecvența de tăiere  $f_{inf1}$  a filtrului trece-sus format de condensatorul  $C_B$  și impedanța de intrare (pur rezistivă!), modulul reactanței condensatorului este egal cu impedanța de intrare. Dacă  $f_{min}$  este frecvența de valoare minimă ce trebuie procesată, deducem valoarea necesară pentru condensator



$$Z_{in} = R_{B1}/2 \parallel \beta R_E \parallel \beta R_S$$

Fig. 10.20. Impedanța de intrare.

$$\boxed{C_B \geq \frac{1}{2\pi f_{min} Z_{in}}} \quad (10.21)$$

Alegerea condensatorului de ieșire se face ținând seama că la frecvența de tăiere a filtrului format din condensatorul  $C_E$  și rezistența de sarcină, modulul reactanței condensatorului este egal cu rezistența de sarcină. Rezultă de aici

$$\boxed{C_E \geq \frac{1}{2\pi f_{inf} R_S}} \quad (10.22)$$

Deoarece avem două filtre trece sus (care rejectează frecvențele inferioare) legate în cascadă, efectele benzilor lor de tranziție se cumulează. În consecință, este bine să fim prevăzători și să luăm capacități mai mari.

## 10.2. Repetorul pe sursă (amplificatorul cu drena comună)

Dacă înlocuim, în repetorul pe emitor, tranzistorul bipolar NPN cu unul JFET cu canal n, obținem un circuit cu o funcționare similară (Fig. 10.21 a). Polarizarea montajului a fost discutată la Capitolul 7: potențialul de repaus al porții este stabilit la zero de către rezistența  $R_G$  (curentul de poartă este practic nul) iar potențialul sursei este undeva între 0 și  $|V_P|$ .

Pentru tranzistorul cu efect de câmp, în cazul variațiilor mici putem construi un model identic cu cel de la tranzistorul bipolar, ca în desenul b al figurii. Diferă numai valoarea rezistenței dinamice  $r_s = 1/g_m$ , deoarece transconductanța tranzistoarelor cu efect de câmp este mult mai mică decât a celor bipolare. Dacă reluăm formula (10.12) amplificării și o exprimăm în transconductanță, obținem

$$A = \frac{R_S}{R_S + r_s} = \frac{g_m R_S}{1 + g_m R_S} = \frac{1}{1 + 1/(g_m R_S)} \quad (10.23)$$



La curenți de câțiva mA, transconductanța tranzistoarelor cu efect de câmp este de câțiva mS; astfel, pentru  $R_S = 5 \text{ k}\Omega$  produsul  $g_m R_S$  este în jur de 10. În consecință,

valoarea amplificării repetorului pe sursă este de 0.9-0.95, mai mică decât amplificarea de 0.99-0.995 a repetorului pe emitor.

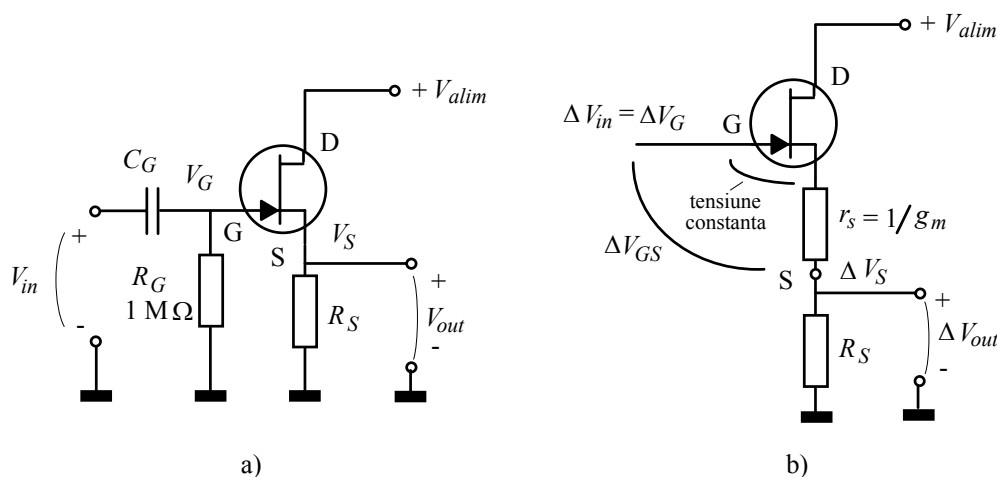


Fig. 10.21. Repetorul pe sursă.

Principalul avantaj al repetorului pe sursă este impedanța sa de intrare. Privind înspre poartă, impedanța la frecvențe joase este extrem de mare ( $10^9$ - $10^{12} \Omega$ ) astfel încât impedanța de intrare a etajului este dictată practic numai de rezistența de polarizare  $R_G$ . Cum valoarea curentului de repaus din poartă este infimă, rezistența  $R_G$  poate fi aleasă fără probleme în intervalul 1-10 MΩ.

Impedanța de intrare a repetorului pe sursă poate ajunge ușor la 1-10 MΩ, fără să fie nevoie de utilizarea metodei bootstrap.

În privința impedanței de ieșire, lucrurile sunt simple, dar neplăcute. Impedanței de ieșire văzută privind înspre sursă este

$$Z_{out\ S} = r_s = 1/g_m ; \quad (10.24)$$

întrucât curentul de poartă este nul, impedanța legată între poartă și masă nu apare în această expresie. Deoarece transconductanța este mică

impedanța de ieșire a repetorului pe sursă nu este foarte mică, avînd valori de sute de Ω.

Nici vorbă să ajungem la 2.5 Ω, ca în cazul unui tranzistor bipolar operat la un curent de 10 mA.

*Observație: Amplificarea mai mică se datorează tocmai impedanței de ieșire, care formează cu rezistența  $R_S$  un divizor; cum impedanța de ieșire nu este mică, pe ea se pierde o parte din semnal.*

Dezavantajele legate de impedanța de ieșire insuficient de mică și de amplificarea nu foarte aproape de unitate se pot rezolva simplu, prin introducerea suplimentară a unui tranzistor bipolar, ca în Fig. 10.22, montat într-o configurație de repetor pe emitor. Impedanța de ieșire a întregului circuit este aceea a repetorului pe emitor care, așa cum știm, este foarte mică.

De data aceasta, sursa tranzistorului JFET nu mai debitează pe o rezistență legată cu celălalt capăt la masă; fiind conectată în paralel pe joncțiunea bază-emitor, tensiunea pe rezistența  $R_S$  este menținută aproape constantă, deci **curentul prin rezistență este aproape constant**. Sursa tranzistorului JFET vede această rezistență ca pe o sursă de curent aproape ideală, adică de impedanță foarte mare. De asemenea, impedanța de intrare în baza tranzistorului bipolar este foarte mare. În consecință, în formula amplificării

$$A = \frac{1}{1 + 1/(g_m R_S)} \quad (10.25)$$

în locul lui  $R_S$  apare o impedanță foarte mare și amplificarea devine foarte apropiată de valoarea 1.

*Observație: Tehnica prin care rezistența  $R_S$  este văzută în curent alternativ ca fiind mult mai mare este identică cu metoda bootstrap pe care am aplicat-o la repetorul pe emitor; de data aceasta nici măcar nu am mai avut nevoie de condensator, legînd capătul lui  $R_S$  direct în emitorul tranzistorului.*

Ca și în cazul repetorului pe emitor, între potențialul de intrare și cel de ieșire există un decalaj aproape constant. Dacă la repetorul pe emitor acesta era de 0.6 V, la repetorul pe sursă decalajul depinde de parametrii  $V_P$  și  $I_{DSS}$  ai tranzistorului. Deoarece acești parametri au o împrăștiere tehnologică mare

la repetorul pe sursă, decalajul între potențialul de intrare și cel de ieșire are o predictibilitate proastă, ajungînd la nedeterminări de ordinul volților.

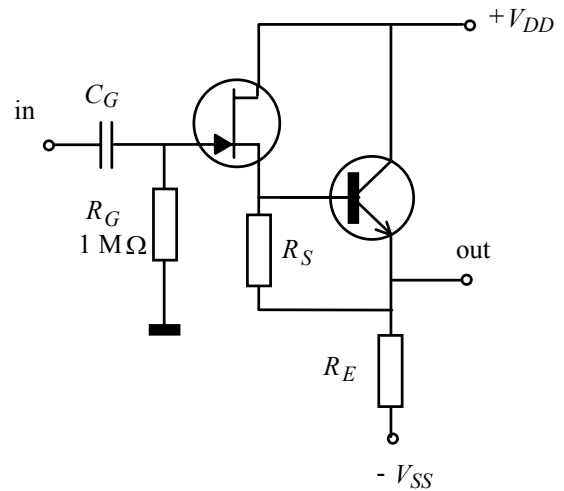


Fig. 10.22. Repetor de tensiune cu JFET și tranzistor bipolar.

## Enunțuri frecvent utilizate

(atît de frecvent încît merită să le memorați)

-Amplificarea se definește pentru regimul sinusoidal permanent; ea este, în general, o mărime complexă și depinde de frecvență.

-La frecvența nulă (curent continuu) amplificarea este pur reală și este raportul variațiilor cuasistatice de la ieșire și, respectiv, intrare.

-Pentru frecvențe joase, neglijăm timpul de răspuns al tranzistoarelor și capacitățile lor parazite; în consecință amplificarea va fi reală, independentă de frecvență, iar în calculul ei vor interveni rezistențele dinamice definite în jurul punctului de funcționare.

- Repetorul pe emitor are amplificarea foarte puțin mai mică decît unitatea; dacă sarcina este rezistența din emitor, eroarea relativă pe care o facem considerînd mplicarea unitară este de ordinul  $25 \text{ mV}/V_E$ , unde  $V_E$  este căderea de tensiune în repaus pe rezistența din emitor.

-Impedanța de intrare văzută privind în baza tranzistorului este de  $\beta$  ori ai mare decît impedanța sarcinii cuplată în emitor; această imedanța poate ajunge la 1-5 M $\Omega$ .

-Polarizarea repetorului se face cu un divizor rezistiv; din condițiile de stabilitate termică și insensibilitate la împrăștierea lui  $\beta$  rezultă că rezistența echivalentă a divizorului trebuie să fie aproximativ  $\beta R_E/10$ .

-Rezistența echivalentă a divizorului apare în paralel la intrare, reducînd cu un factor de 10 valoarea impedanței de intrare; acest inconvenient se remediază prin metoda bootstrap.

-Impedanța de ieșire văzută în emitorul tranzistorului este foarte mică, fiind egală cu  $25 \text{ mV}/I_C$ ; aceasta este 25  $\Omega$  la un curent de 1 mA și coboară la 2.5  $\Omega$  la 10 mA.

- Dacă generatorul de semnal nu este ideal (cu impedanță nulă), la valoarea de mai sus se mai adaugă  $R_B/\beta$ , unde  $R_B$  este impedanța echivalentă legată în bază (divizorul în paralel cu rezistența generatorului de semnal); pentru a avea impedanța de ieșire coborîtă, rezistența generatorului trebuie să fie mai mică decît  $25 \text{ mV}/I_C$ .

- Principala aplicație a repetorului pe emitor este adaptarea de impedanță între un generator de semnal și o sarcină.

-Repetorul pe emitor poate fi utilizat și pentru excursii mari ale tensiunii de ieșire deoarece distorsiunile sunt foarte mici; obținerea unor variații mari de curent prin sarcină necesită, totuși, curenți de repaus mari deoarece repetorul nu poate absorbi curent prin emitor.

- Repetorul pe sursă (amplificatorul cu tranzistor FET cu drena comună) are amplificarea subunitară, mai mică decît a repetorului pe emitor.

- Impedanța de ieșire a repetorului pe sursă nu este foarte mică, ajungînd la cîteva sute de  $\Omega$ .

- Inconveniente de mai sus sunt contrabalansate de ușurința cu care se pot obține impedeante de intrare foarte mari, fără să mai fie nevoie de utilizarea metodei bootstrap.

-Conectarea, după repetorul pe sursă, a unui repetor pe emitor elimină dezavantajele legate de amplificare și impedanța de ieșire; mai rămîne să ne deranjeze numai proasta predictibilitate a decalajului între potențialele de intrare și ieșire.

## Termeni noi

- repetor de tensiune** circuit la ieșirea căruia variațiile tensiunii sunt practic egale cu cele ale tensiunii de intrare; între potențialele de ieșire și de intrare există, în general, un decalaj constant;
- amplificator cu colector comun (repetor pe emitor)** circuit realizat cu un tranzistor bipolar la care intrarea se face pe bază iar ieșirea este în emitor, colectorul tranzistorului fiind menținut la un potențial constant;
- inmitanța unui nod** raportul între potențialul de curent alternativ al nodului respectiv și curentul alternativ absorbit de la un generator de semnal care ar fi cuplat la nodul respectiv, în condițiile pasivizării circuitului (potențialul și curentul sunt considerate mărimi complexe); în general este o mărime complexă și depinde de frecvență;
- impedanța văzută la un nod privind înspre o anumită ramură** raportul între potențialul de curent alternativ al nodului respectiv și curentul alternativ absorbit prin acea ramură de la un generator de semnal care ar fi cuplat la nodul respectiv, în condițiile pasivizării circuitului;
- impedanța de intrare a unui amplificator** inmitanța nodului de intrare (condițiile de la ieșire trebuie precizate);
- impedanța de ieșire a unui amplificator** inmitanța nodului de ieșire (condițiile de la intrare trebuie precizate);
- rezistența intrinsecă  $r_e$  a emitorului** rezistența dinamică ce modelează variațiile tensiunii bază-emitor provocate de variațiile curentului de colector; depinde de punctul de funcționare, fiind invers proporțională cu valoarea curentului de repaus;
- bootstrap** metodă prin care o rezistență prin care se face polarizarea bazei tranzistorului este "văzută" dinspre bază, în curent alternativ, ca o impedanță de valoare mult mai mare; acest lucru se realizează forțând celălalt capăt al rezistenței să urmărească variațiile de potențial ale emitorului; metoda elimină micșorarea impedanței de intrare a repetorului provocată de circuitul de polarizare;
- amplificator cu drena comună (repetor pe sursă)** circuit realizat cu un tranzistor cu efect de câmp, la care intrarea se face pe poartă iar ieșirea este în sursă, drena tranzistorului fiind menținută la un potențial constant;

## Problemă rezolvată

Un generator de semnal alternativ, cu rezistența internă de  $10\text{ k}\Omega$ , produce la ieșire o amplitudine de  $2\text{ V}_{\text{V}}$  și la el trebuie cuplată o sarcină rezistivă de  $4.7\text{ k}\Omega$ .

- Cu câte procente scade amplitudinea de la bornele generatorului la cuplarea a sarcinii ?
- Să se proiecteze un repetor pe emitor, alimentat de la  $+12\text{ V}$ , care să facă adaptarea de impedanță între generator și sarcină. Frecvența de tăiere inferioară a repetorului trebuie să fie mai mică de  $100\text{ Hz}$  iar tranzistorul utilizat are factorul  $\beta$  egal cu  $100$ .
- Care este amplitudinea semnalului din emitor înainte să se conecteze rezistența de sarcină ?
- Cît devine această amplitudine la cuplarea sarcinii ?
- Identificați cauza care pentru care nu avem încă amplitudinea semnalului pe sarcină foarte apropiată de tensiunea în gol a generatorului de semnal și modificați circuitul pentru a remedia acest inconvenient.

### Rezolvare

a) La cuplarea directă a sarcinii, rezistența internă a generatorului și rezistența de sarcină formează un divizor de tensiune. Pe sarcină va cădea numai

$$(4.7\text{ k}\Omega)/(10\text{ k}\Omega + 4.7\text{ k}\Omega) \cong 32\%$$

din tensiunea de mers în gol a generatorului; aceasta înseamnă  $0.64\text{ V}_{\text{V}}$  din cei  $2\text{ V}_{\text{V}}$  furnizați de generator în gol.  $68\%$  din amplitudinea semnalului se pierde pe rezistența internă a generatorului.

b) Începem proiectarea cu desenarea unei scheme (Fig. 10.23). Trecem pe aceasta elementele cunoscute. Trebuie să alegem mai întâi curentul de repaus al tranzistorului. La o variație a tensiunii de  $\pm 1\text{ V}$ , variația de curent prin sarcină va fi de  $\pm 0.21\text{ mA}$ . Din acest motiv, un curent de repaus pentru tranzistor

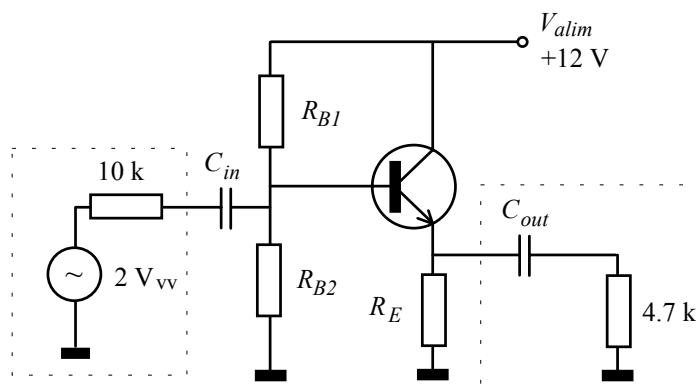


Fig. 10.23.

$$I_Q = 1\text{ mA}$$

este mai mult decât suficient.

Vom stabili potențialul bazei la jumătatea tensiunii de alimentare ceea ce înseamnă că potențialul emitorului va fi pe la  $6\text{ V} - 0.6\text{ V} = 5.4\text{ V}$ . Aceasta necesită o valoare de  $5.4\text{ V}/1\text{ mA} = 5.4\text{ k}\Omega$  pentru rezistența din emitor. Această valoare nu face parte din seria de valori E12 ( $\pm 10\%$ ); alegem cea mai apropiată valoare din această serie

$$R_E = 5.6\text{ k}\Omega.$$

Pentru ca potențialul bazei să fie la jumătatea tensiunii de alimentare vom lua rezistențele divizorului de polarizare egale între ele. Cum rezistența echivalentă a divizorului trebuie să fie în jur de  $\beta R_E/10 = 56 \text{ k}\Omega$ , alegem pentru rezistențele din divizor valoarea standardizată

$$R_{B1} = R_{B2} = 100 \text{ k}\Omega.$$

Cu acestea, schema circuitului nostru arată ca în Fig. 10.24.

Mai rămâne să stabilim valoarea condensatoarelor. Începem cu cel de la intrare; impedanța văzută privind în baza tranzistorului este de  $\beta$  ori mai mare decât impedanța cuplată în emitor. La curent alternativ, emitorul va vedea rezistența de emitor de  $5.6 \text{ k}\Omega$ . În paralel cu rezistența de sarcină egală cu  $4.7 \text{ k}\Omega$ , adică o impedanță echivalentă de  $2.6 \text{ k}\Omega$ . Astfel, impedanța  $Z_{inB}$  va fi de  $260 \text{ k}\Omega$ . Nu

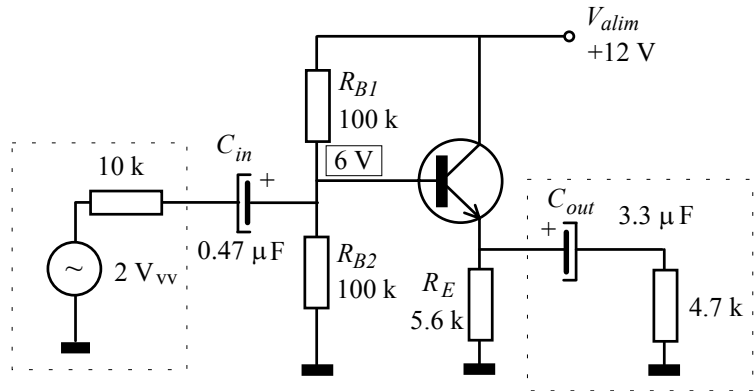


Fig. 10.24.

aceasta va fi și impedanța de intrare a repetorului, deoarece la intrare apare în paralel și rezistența echivalentă a divizorului, care este  $50 \text{ k}\Omega$ . În consecință, impedanța de intrare va fi de  $42 \text{ k}\Omega$ , puțin mai mică decât rezistența echivalentă a divizorului. La frecvența de tăiere, modulul reactanței condensatorului trebuie să fie, deci,  $42 \text{ k}\Omega$ ; rezultă valoarea de  $0.04 \mu\text{F}$ . E o valoare mică, putem fi generoși, alegând una de zece ori mai mare, să zicem  $0.47 \mu\text{F}$ .

În ceea ce privește condensatorul de ieșire, la frecvența de tăiere reactanța sa devine egală cu rezistența de sarcină, care are  $4.7 \text{ k}\Omega$ . Rezultă din calcul o valoare în jur de  $0.3 \mu\text{F}$  dar vom lua și aici o valoare asiguratoare, de  $3.3 \mu\text{F}$ .

La aceste valori, condensatoarele sunt **electrolitice** și la conectare trebuie să ținem seama de polaritatea lor. Cum potențialele bazei și emitorului sunt pozitive (față de masă) acolo trebuie conectate armăturile pozitive ale condensatoarelor. Pentru a elimina riscul oricărei confuzii este bine să punem semnul + pe armătura corespunzătoare.

c) Impedanța de intrare a repetorului, fără să cuplăm sarcina, este de  $50 \text{ k}\Omega$ . În paralel cu  $560 \text{ k}\Omega$ , adică  $46 \text{ k}\Omega$ . Astfel, în baza tranzistorului va ajunge numai

$$46/(46+10) \cong 82 \%$$

din tensiunea generatorului de semnal, adică  $1.64 \text{ V}_{\text{VV}}$ . Cum amplificarea este practic unitară, aceasta va fi și amplitudinea la ieșire.

d) La cuplarea sarcinii, impedanța văzută privind în baza tranzistorului scade de la  $560 \text{ k}\Omega$  la  $260 \text{ k}\Omega$ . Calculând combinația paralel cu rezistența divizorului aflăm că impedanța de intrare a coborât la  $42 \text{ k}\Omega$ . În consecință, cu sarcina cuplată, în bază va ajunge

$$42/(42+10) \cong 81 \%$$

din amplitudinea furnizată de generator în gol, adică  $1.62 \text{ V}_{\text{VV}}$ .

e) După cum remarcăm din rezultatul de la punctul precedent, pierderea de tensiune nu se datorează cuplării sarcinii ci este efectul încărcării generatorului de semnal de către rezistența echivalentă de numai 50 kΩ a divizorului. Era de așteptat să avem această dificultate. Tranzistorul "mărește" de 100 de ori rezistența echivalentă de sarcină de 2.6 kΩ, aducând-o la 260 kΩ dar divizorul de polarizare o scurtcircuitază parțial, coborând-o pe la 40 kΩ.

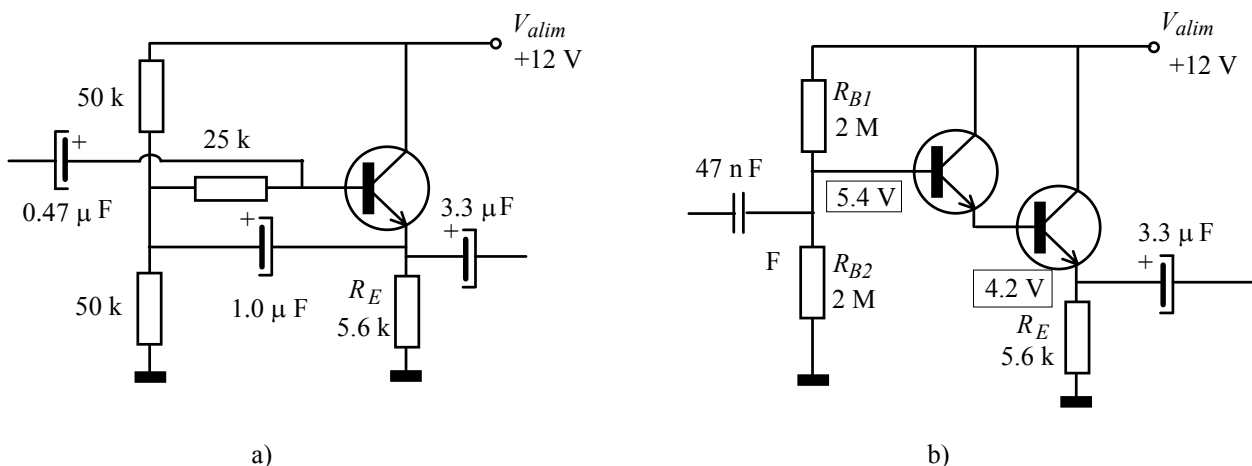


Fig. 10.25.

Soluția discutată în textul acestui capitol este aplicarea metodei bootstrap. Înjumătățim valoarea rezistențelor din divizor (Fig. 10.25 a) și mai strecurăm o rezistență de 25 kΩ în serie cu baza tranzistorului; cu aceasta, baza vede spre masă o impedanță echivalentă de 50 kΩ ca și înainte. Mai adăugăm și condensatorul care să lege emitorul cu punctul median al divizorului, o valoare de 1 μF este suficientă pentru el. Nu mai avem decât să legăm capacitiv generatorul de semnal **în baza** tranzistorului și circuitul este gata. Cu el ne așteptăm ca impedanța echivalentă a circuitului de polarizare să fie în jur  $100 \cdot 25 \text{ k}\Omega = 2.5 \text{ M}\Omega$  care nu mai scurtcircuitază cei 260 kΩ care reprezintă impedanța de intrare în baza tranzistorului. Ajungem la o impedanță de intrare de aproximativ 250 kΩ; semnalul de ieșire va fi acum

$$250/(250 + 10) \cong 96 \%$$

din semnalul generatorului, adică  $1.92 V_{VY}$ . Ne putem declara mulțumiți.

Rezistența echivalentă a divizorului trebuie să fie în jur de  $\beta R_E/10$ . Dacă am avea un factor  $\beta$  mai mare am putea lucra cu rezistențe mai mari în divizor și am putea mări impedanța de intrare fără să apelăm la metoda bootstrap. În loc să căutăm un tranzistor cu factorul  $\beta$  mai mare, putem utiliza două tranzistoare într-o conexiune cunoscută sub numele de **Darlington** (Fig. 10.25 b). Factorul  $\beta$  echivalent este produsul celor doi factori individuali, dar primul tranzistor lucrează la un curent de repaus mai mic de 100 de ori decât cel de-al doilea și nu va avea aici factorul  $\beta$  de 100 ci mai mic. Estimînd că acesta s-a micșorat de 5 ori, obținem factorul  $\beta$  echivalent egal cu 2000, de 20 de ori mai mare decât în cazul unui singur tranzistor. Putem mări corespunzător rezistențele din circuitul de polarizare, crescînd la 1 MΩ rezistența echivalentă a divizorului. Astfel, impedanța de intrare a repetorului ajunge la 200 kΩ și pe sarcină vom obține

$$200/(200 + 10) \cong 95 \%$$

din semnalul generatorului, adică  $1.90 V_{VY}$ .

Prezența celor două joncțiuni bază-emitor produce un decalaj de 1.2 V între baza lui  $T_1$  și emitorul lui  $T_2$ . Dacă ținem seama și că divizorul de polarizare nu funcționează în gol și curentul de bază coboară cam cu o zecime potențialul punctului său median, ajungem la un potențial de numai 4.2 V în emitorul lui  $T_2$ . Deși nu este la jumătatea alimentării, este suficient de sus pentru excursia de +/- 1 V produsă de generatorul de semnal. Deoarece sarcina este cuplată capacitiv, trebuie să fim atenți la valoarea curentului de repaus. Cu rezistența de 5.6 k $\Omega$  din emitor, acest curent va fi de 0.75 mA în loc de 1 mA care era valoarea aleasă la început. Excursia de curent pe sarcină este însă de numai +/- 0.21 mA așa că nu merită să modificăm valoarea rezistenței (avantajul de a fi prevăzut o rezervă încă de la început !)



## Probleme propuse

**P 10.1.** Și circuitul din Fig. 10.26 a) ar putea fi numit repetitor de tensiune; el chiar are același decalaj de 0.6 V între potențialul ieșirii și cel al intrării ca și repetitor pe emitor din desenul b). Care este, totuși, diferența esențială între el și repetitor pe emitor, diferență care îl împiedică să îndeplinească funcțiile acestuia din urmă ?

**P 10.2.** În ce condiții defectuoase de funcționare repetitorul pe emitor din desenul b) se comportă ca circuitul cu diodă din desenul a) ?

**P 10.3.** Tranzistorul din circuitul prezentat în Fig. 10.26 c) are factorul  $\beta$  pe undeva pe la 200.

a) Estimați impedanța de intrare văzută privind înspre baza tranzistorului.

b) Cît devine această impedanță dacă în emitor se cuplează capacitiv o rezistență de sarcină de 100  $\Omega$  ?

**P 10.4.** Repetitorul din problema precedentă este excitat cu un generator de semnal avînd rezistența internă de 10 k $\Omega$ .

a) Estimați impedanța de ieșire văzută privind înspre emitorul tranzistorului ?

b) Cît este impedanța de ieșire a etajului ?

c) De cîte ori scade amplitudinea semnalului de ieșire la cuplarea capacitivă în emitor a unei sarcini de 100  $\Omega$  ?

**P 10.5.** Rezistența echivalentă a divizorului de polarizare micșorează foarte mult impedanța de intrare a repetitorului pe emitor. O soluție ar fi polarizarea bazei cu o sursă de curent care, așa cum știm, ajunge la impedanțe de peste 1 M $\Omega$ . De ce credeți că această soluție nu este utilizată ? (amintiți-vă cele discutate la Cap. 8).

**P 10.6.** Am realizat polarizarea repetitorului pe sursă cu JFET cu o singură rezistență legată între poartă și masă. Încercați să rezolvați polarizarea repetitorului pe sursă construit cu un tranzistor NMOS cu canal indus (Fig. 10.27), care are tensiunea de prag  $V_{Tr} = 2$  V. Va fi necesară utilizarea metodei boot-strap ?

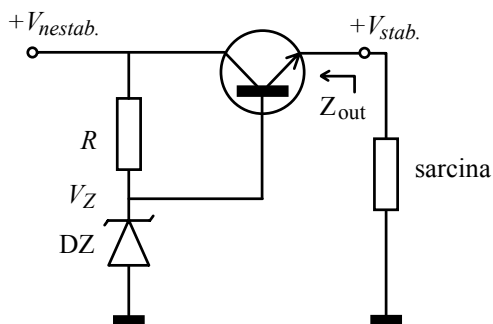


Fig. 10.28.

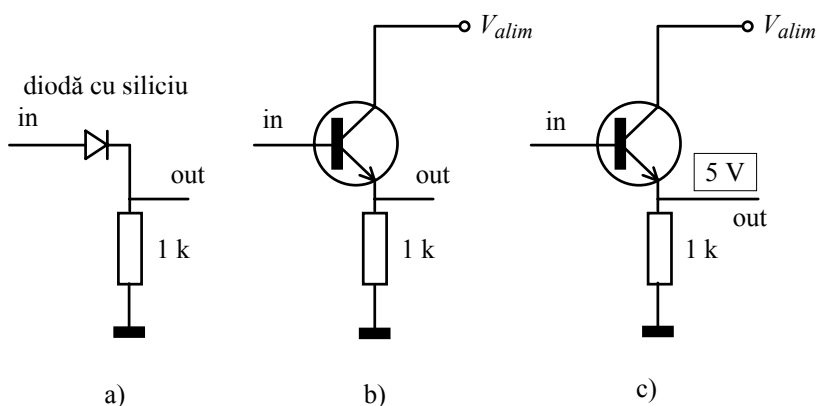


Fig. 10.26.

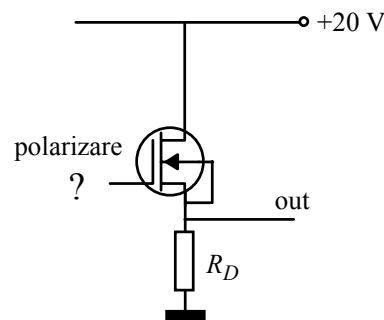


Fig. 10.27.

**P 10.7.** Un stabilizator de tensiune cu diodă Zener are rezistența dinamică de ieșire egală cu 10  $\Omega$ . Deoarece această valoare este prea mare, se conectează între el și sarcină un repetitor pe emitor (Fig. 10.28). Considerînd că tranzistorul are factorul  $\beta$  egal cu 50 (este un tranzistor de putere medie), estimați impedanța de ieșire a stabilizatorului perfecționat.

**P 10.8.** Un senzor piezoelectric de presiune mecanică furnizează un semnal cu amplitudinea de 1 V și o frecvență în banda audio. Dorim să ascultăm acest semnal cu un difuzor cu impedanța de 8  $\Omega$ ; amplitudinea lui este suficient de mare dar

impedanța generatorului de semnal, care este senzorul, este de  $1\text{ M}\Omega$ . Aveți la dispoziție tranzistoare bipolare cu factorul  $\beta$  în jur de 200. Ce soluție veți alege ?

**P 10.9.** Circuitul din Fig. 10.29 este utilizat pentru eliminarea unui inconvenient al repetorului pe emitor, deranjant atunci când prelucrăm semnale de curent continuu: decalajul dintre potențialele intrării și ieșirii.

- Ce funcție îndeplinește tranzistorul  $T_2$  ?
- Explicați cum este eliminat decalajul amintit în textul problemei.
- Mizînd pe un factor  $\beta$  de 100 pentru fiecare tranzistor, estimați impedanța de intrare a amplificatorului și impedanța sa de ieșire.
- Credeți că putem folosi același truc și cu tranzistoarele cu efect de câmp ? Cît de eficient va fi acolo ?

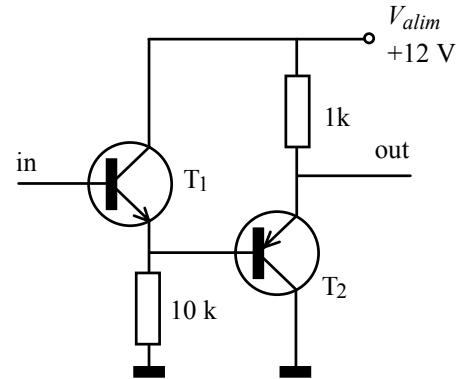


Fig. 10.29.

**P 10.10.** Cînd am discutat aplicarea metodei bootstrap la circuitul de polarizare am făcut doar o estimare grosieră a impedanței echivalente a circuitului de polarizare. Nu este de loc dificil să faceți un calcul serios, chiar simbolic (literal). Reluăm schema circuitului (Fig 10.30 a) și construim o schemă echivalentă pentru variații (desenul b), așa cum am mai făcut la calculul impedanței de intrare fără bootstrap. Condensatoarele au capacitățile suficient de mari pentru a putea fi înlocuite cu scurtcircuite iar generatorul suplimentar modelează variațiile de tensiune din emitorul "intern" E' al tranzistorului, variații perfect identice cu cele de la intrare. Lîngă generatoarele de tensiune alternativă am desenat și semnul + care se referă la sensul de referință al tensiunii.

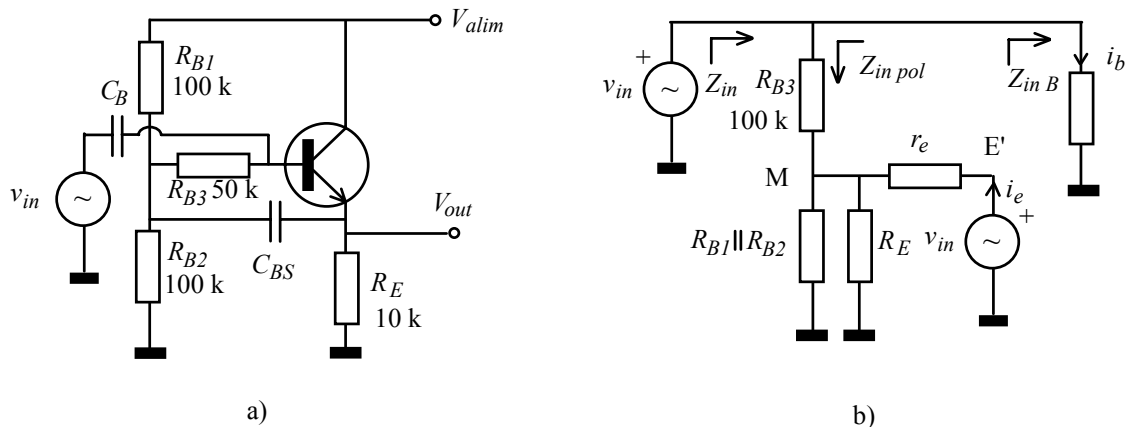


Fig. 10.30.

- Calculați potențialul de curent alternativ al punctului M (utilizați teorema Milman și lucrați în conductanțe nu în impedanțe, pentru ca expresiile să fie mai simple).
- Cu potențialul punctului M calculat, determinați curentul  $i_{RB3}$  care curge prin rezistența  $R_{B3}$  și apoi impedanța văzută privind înspre circuitul de polarizare  $Z_{in\ pol} = v_{in}/i_{RB3}$ . Determinați de cîte ori a fost mărită această impedanță prin aplicarea metodei bootstrap, dacă tranzistorul lucrează la un curent de 1 mA.
- Aplicarea metodei bootstrap modifică și impedanța de intrare  $Z_{in\ B}$  văzută privind înspre baza tranzistorului. Pentru a-i calcula noua valoare determinați mai întîi variațiile  $i_e$  curentului de emitor (care străbat rezistența dinamică  $r_e$ ); țineți cont, apoi, că variațiile  $i_b$  ale curentului de bază sunt de  $\beta$  ori mai mici.

d) Cu cât s-a modificat  $Z_{in\ B}$  datorită aplicării metodei bootstrap, dacă tranzistorul lucrează la un curent de 1 mA ?

**P 10.11.** Proiectați un repetor pe emitor cu tranzistor NPN, alimentat de la 20 V. Sarcina are valoarea de  $100\ \Omega$ , trebuie cuplată capacitiv, iar excursia de tensiune pe ea ajunge la  $1\ V_{VV}$ . Estimați impedanța de intrare a repetorului, dacă tranzistorul are un factor de amplificare  $\beta$  în jur de 200. Propuneți o soluție pentru mărirea acesteia.

**P 10.12.** Repetorul proiectat la problema precedentă este excitat cu un generator de semnal avînd impedanța internă de  $50\ k\Omega$ . Ce impedanță de ieșire vede sarcina ?

**P 10.13.** Tranzistorul JFET din repetorul de tensiune prezentat în Fig. 10.31 are tensiunea de blocare de  $-2\ V$  și curentul  $I_{DSS}$  de  $25\ mA$ . Determinați punctul static de funcționare. Indicație: porniți de la valoarea cunoscută a tensiunii care cade pe rezistența  $R_S$  și apoi neglijați curentul bazei lui  $T_2$  în raport cu valoarea curentului de sursă al tranzistorului  $T_1$ ; dacă nu vă mai amintiți relația  $I_D = I_S = f(V_{GS})$ , căutați-o în Capitolul 7.

**P 10.14.** Reproiectați circuitul din problema precedentă (calculați noile valori necesare pentru rezistențe) astfel încît fiecare din tranzistoare să lucreze la un curent de  $5\ mA$ . Cît va fi impedanța de ieșire ?

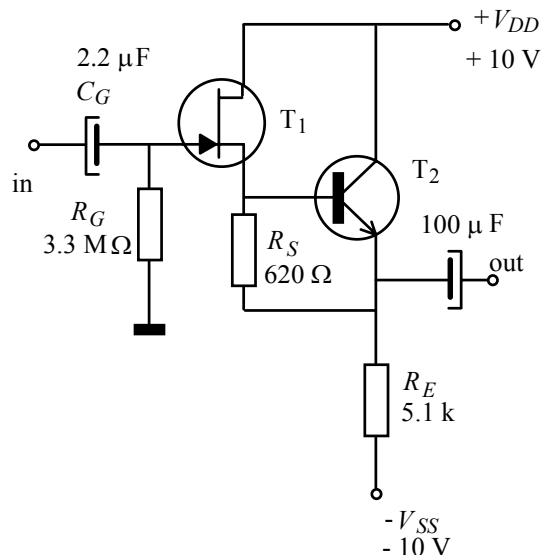


Fig. 10.31.

## Lucrare experimentală

### Experimentul 1. Repetorul pe emitor

Aveți pe planșetă un repetor pe emitor, realizat cu un tranzistor NPN (Fig. 10.32).

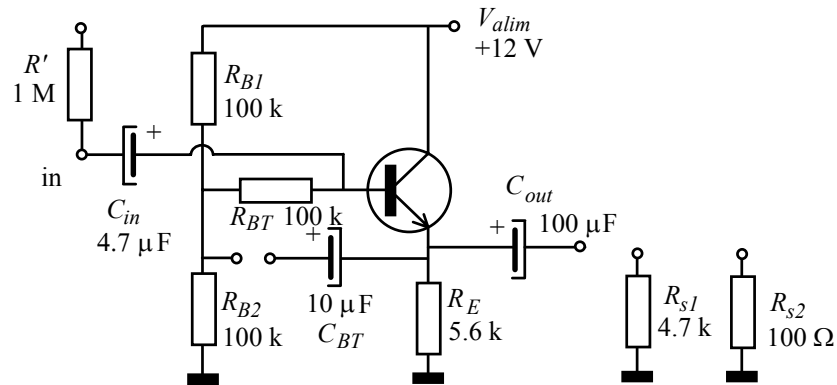


Fig. 10.32.

După ce v-ați desenat schema circuitului, alimentați planșeta și determinați **punctul static de funcționare** (regimul de repaus), adică potențialul emitorului și, de aici, curentul de colector. Calculați rezistența dinamică  $r_e$ . Puteți calcula acum amplificarea de tensiune (nu vă trebuie decât potențialul emitorului și tensiunea termică de 25 mV) și puteți estima impedanța de intrare (fără sarcină suplimentară), mizând pe un factor  $\beta$  de 100. Cine dictează pînă la urmă impedanța de intrare a etajului ?

#### a) Amplificarea

Cuplați acum un generator de semnal sinusoidal la intrare, reglați frecvența în jur de 1 kHz și amplitudinea pe la  $1 V_{VV}$ . Vizualizați cu un osciloscop evoluția potențialelor de bază și de emitor și desenați pe caiet formele de undă. Cît este decalajul între ele ?

Măsurăți acum cu atenție semnalul alternativ de intrare și semnalul de ieșire (preferabil cu un voltmetru digital) și calculați amplificarea de tensiune. Comparați-o cu valoarea pe care ați calculat-o din punctul static de funcționare.

#### b) Comportarea la semnal mare

Reduceți la zero nivelul semnalului de la generator și vizualizați potențialul de repaus al emitorului cu intrarea osciloscopului conectată în curent continuu. Creșteți apoi progresiv nivelul semnalului de la generator și urmăriți dacă apar distorsiuni ale formei de undă. Desenați forma de undă de la ieșire în situația în care sesizați apariția distorsiunilor și găsiți cauza lor.

#### c) Impedanța de intrare

Pentru măsurarea impedanței de intrare veți utiliza un truc ce ocolește măsurarea directă a curentului alternativ de intrare: veți intercala între generatorul de semnal și intrarea amplificatorului rezistența  $R'$ , de valoare cunoscută. Tensiunea la ieșirea amplificatorului va scădea, dar măriți nivelul de la generator astfel încît amplitudinea la ieșire să fie tot pe la  $1 V_{VV}$ . Măsurăți acum tensiunea  $v_g$  produsă de generator și tensiunea  $v_{in}$  la intrarea amplificatorului (Fig. 10.33). Aplicați apoi regula de trei simplă:  $v_{in}$  cade pe  $Z_{in}$  în timp ce  $v_g - v_{in}$  cade pe  $R'$ , de unde deduceți impedanța de intrare. Comparați-o cu valoarea estimată a impedanței de intrare în baza tranzistorului,  $\beta R_E$ . De ce această impedanța nu are valoare

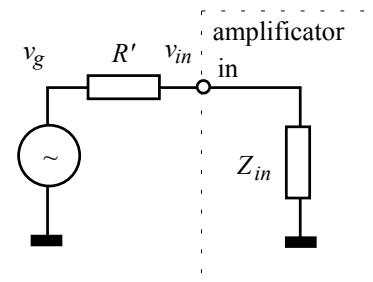


Fig. 10.33.

mare ?

**d) Metoda bootstrap**

Aplicați acum metoda bootstrap, legînd condensatorul  $C_{BT}$  la punctul comun al rezistențelor de polarizare și măsurați din nou impedanța de intrare, prin metoda utilizată anterior. Care a fost efectul aplicării legăturii boot-strap asupra impedanței de intrare ?

Amintiți-vă acum că voltmetrul care este osciloscopul are rezistența internă de  $1\text{ M}\Omega$ . Am făcut noi bine cînd am legat intrarea osciloscopului în paralel pe  $Z_{in}$  ? Puteam să evităm măsurarea directă a lui  $v_{in}$  ? (gîndiți-vă că circuitul investigat se cheamă repetor și că la ieșire impedanța este mult mai mică). Refaceți în acest mod determinarea experimentală a impedanței de intrare cu bootstrap.

**e) Efectul sarcinii asupra impedanței de intrare**

Conectați acum la ieșire (prin intermediul condensatorului) rezistența de sarcină de  $50\ \Omega$  și aranjați nivelul la generator astfel încît tensiunea pe sarcină să nu depășească  $20\text{ mV}_{VV}$  (sinusoida să nu fie distorsionată). Reluați, în aceste condiții, măsurarea impedanței de intrare. Justificați noul rezultat obținut.

**f) Impedanța de ieșire**

Pentru măsurarea impedanței de ieșire vom proceda în felul următor. Măsurăm mai întîi tensiunea de ieșire fără altă sarcină suplimentară și o notăm cu  $v_{out\ gol}$ . Pentru a nu risca ieșirea din domeniul de funcționare liniară atunci cînd vom cupla sarcina, aranjăm nivelul de la generator astfel încît tensiunea de ieșire  $v_{out\ gol}$  să fie în jur de  $20\text{ mV}_{VV}$ . Amplificatorul poate fi echivalat printr-un circuit Thevenin, ca în Fig. 10.34. Conectăm o rezistență de sarcină și măsurăm noua tensiune de la ieșire  $v_{out}$ . După regula de trei simplă, trebuie să avem  $\frac{v_{out\ gol} - v_{out}}{v_{out}} = \frac{Z_{out}}{R_s}$ , de unde

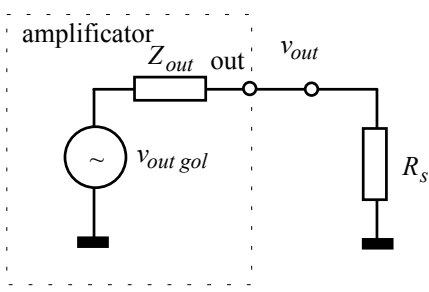


Fig. 10.34.

calculăm impedanța de ieșire.

Ați conectat anterior generatorul de semnal (care are o impedanță internă mică) direct la intrarea amplificatorului și ați măsurat impedanța de ieșire în aceste condiții.

Repețați acest experiment după mărirea (artificială) a impedanței generatorului de semnal prin conectarea în serie cu el rezistența  $R'$ . Măsurați din nou impedanța de ieșire. Formulați o concluzie.

**Experimentul 2. Repetorul pe sursă**

**a) Repetorul cu un tranzistor JFET**

Dacă în circuitul de pe planșetă (Fig. 10.35) legați între ele punctele P și Q, obțineți un repetor pe sursă construit cu un tranzistor JFET cu canal n. Desenați-vă schema acestui amplificator și apoi alimentați planșeta (vă trebuie două surse de alimentare).

Excitați amplificatorul cu un generator de semnal sinusoidal de frecvența în jur de  $1\text{ kHz}$  și amplitudine de aproximativ  $1\text{ V}_{VV}$  și măsurați amplificarea sa de tensiune. Coborîți apoi nivelul semnalului pe la  $50\text{ mV}_{VV}$  și

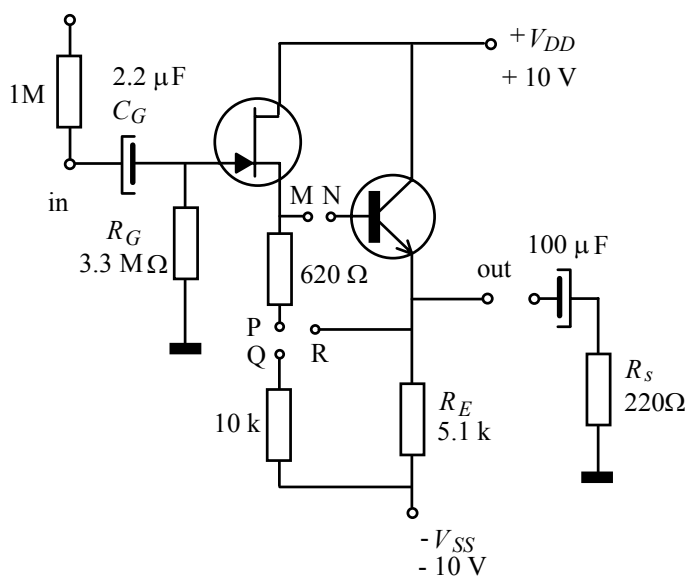


Fig. 10.35.

determinați impedanța de ieșire, ca în experimentul precedent, utilizând sarcina  $R_s$ , legată prin condensator în sursa tranzistorului.

### b) Repetor cu JFET și tranzistor bipolar

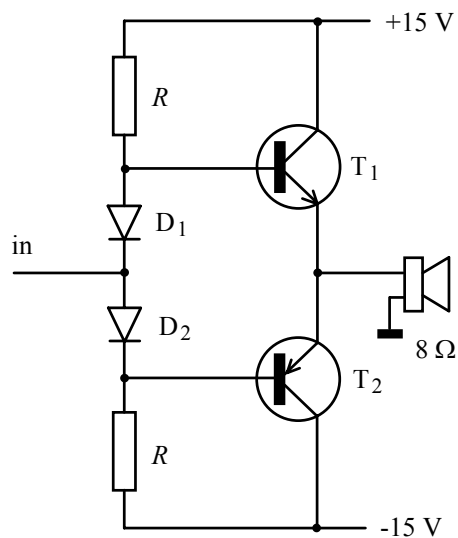
Desfaceți legătura la rezistența de sarcină, precum și cea între punctele P și Q. Legați apoi între ele punctele P și R și apoi punctele M și N. Ați obținut un circuit identic cu cel discutat în textul capitolului. Desenați-i schema și apoi verificați că tranzistorul JFET se găsește aproximativ în același punct de funcționare ca în experimentul precedent. Excitați circuitul cu semnal sinusoidal și determinați mai întâi amplificarea repetorului cu JFET, măsurînd tensiunea alternativă în sursa tranzistorului. Comparați această valoare cu cea măsurată la punctul a) și justificați modificarea sa, în ciuda faptului că transconductanța tranzistorului a rămas aceeași, tranzistorul funcționînd la același curent de drenă.

Măsurați, apoi, impedanța de ieșire a repetorului construit cu cele două tranzistoare, utilizînd aceeași metodă ca în experimentele precedente. Comparați valoarea rezultată cu cea obținută la punctul a) pentru repetorul pe sursă. Explicați de ce obținem valori mult diferite deși ambele tranzistoare sunt operate la același curent.

Comentați îmbunătățirea adusă prin utilizarea suplimentară a unui tranzistor bipolar, argumentînd cu valorile măsurate.

Cît credeți că va fi impedanța de intrare ? Aveți o rezistență de  $1\text{ M}\Omega$  pe care o puteți intercala între generatorul de semnal și intrare, ca în experimentul precedent. Determinați, **cu osciloscopul**, tensiunea la bornele generatorului iar tensiunea de intrare măsurați-o indirect, **la ieșirea amplificatorului** (unde tensiunea este practic egală cu cea de la intrare). De ce credeți că apare la ieșire un semnal parazit de frecvență 50 Hz ?

## Amplificatoare de putere



- A. Introducere 120
- B. Amplificatoare în clasă A 121
- C. Amplificatoare în contratimp 123
- D. Tranzistoare compuse (dubleți) 134
- E. Evacuarea căldurii disipate de către tranzistoarele de putere 135
- F. Amplificatoare de putere integrate 137
- Problemă rezolvată 143, probleme propuse 146
- Lucrare experimentală 147

## A. Introducere

Atîta timp cît rolul circuitelor este numai să prelucreze informația, curenții sunt de ordinul mA - zeci de mA, puterile implicate fiind mici, de ordinul zecimilor de W. Tranzistoarele utilizate sunt de mică putere (300 mW - 800 mW) iar rezistoarele au puterea nominală de 125 mW- 500 mW. Din acest motiv, nici nu ne interesează mărimea amplificării de putere pe care o realizează circuitele iar informațiile asupra curenților de intrare și de ieșire se dau, de obicei, prin intermediul impedanțelor de intrare și, respectiv, ieșire.

Cînd circuitele electronice trebuie să controleze sisteme fizice producînd, de exemplu, sunete prin intermediul difuzoarelor, lumină cu ajutorul becurilor cu incandescență sau deplasări mecanice cu actuatori piezoelectrice sau servomotoare, puterile implicate sunt mult mai mari, de zeci și sute de W. Curenții sunt, la rîndul lor, mari, de ordinul zecilor de amperi; în această situație, disipația de putere pe tranzistoare și componentele pasive devine critică și valorile puterilor trebuie calculate cu atenție. Amplificatoarele care realizează aceste funcții sunt numite **amplificatoare de putere**. Ele pot fi ușor recunoscute datorită capsulelor mari ale tranzistoarelor și prezenței radiatoarelor cu dimensiuni ajungînd uneori la zeci de cm, pe care sunt montate aceste tranzistoare.

*Observație: Oricare din etajele de bază cu tranzistoare amplifică (pe lîngă tensiune și/sau curent) puterea semnalului de la intrare. Sintagma "amplificator de putere" trebuie înțeleasă ca "amplificator de putere mare" și se referă la amplificatoarele care furnizează la ieșire puteri de la cîțiva W la sute de W.*

Să privim (Fig. 11.1) schema bloc a unui lanț de amplificare ce primește semnal de la un microfon ( $5 \text{ mV}_{\text{V}}$  sub o impedanță în jur de  $100 \Omega$ ) și trebuie să furnizeze difuzorului o putere de 60 W. Primul bloc este preamplificatorul care are o impedanță de intrare de  $47 \text{ k}\Omega$  și amplifică semnalul dat de microfon pînă la un nivel de  $1 \text{ V}_{\text{V}}$ . Urmează blocul care controlează volumul și tonul, cu amplificare aproape unitară în banda de trecere. Apoi semnalul este aplicat amplificatorului de putere, cu o impedanță de intrare de  $47 \text{ k}\Omega - 100 \text{ k}\Omega$ .

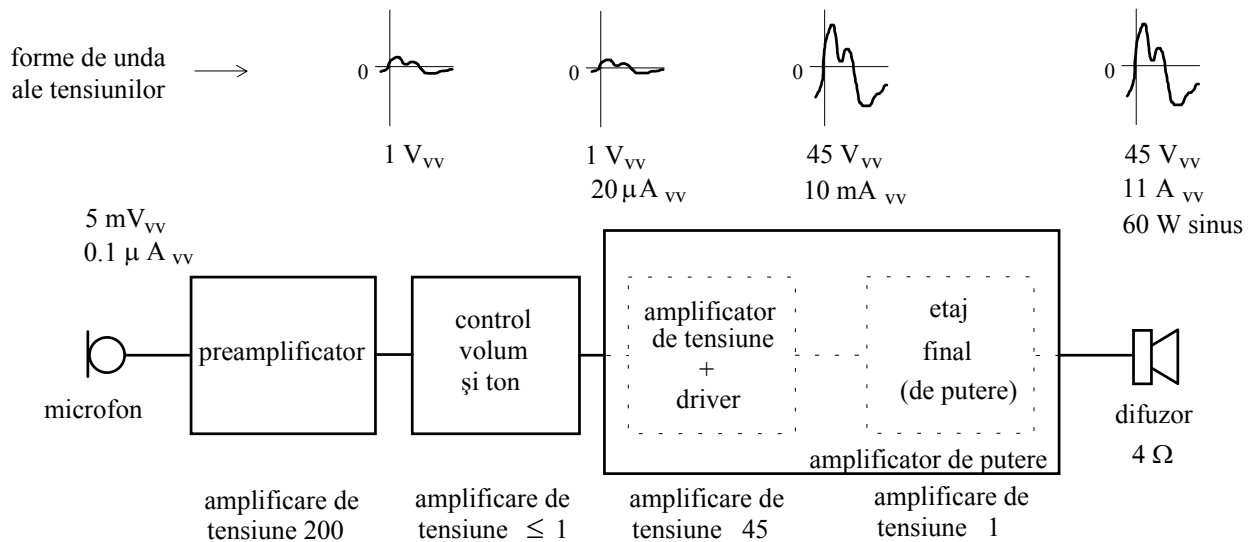


Fig. 11.1. Schema bloc a unui lanț de amplificare audio.

Puterea pe care o primește acesta de la semnal este, deci, numai de ordinul **microwaților**. În interiorul său se realizează mai întîi o amplificare de tensiune, amplitudinea semnalului ajungînd la nivelul zecilor de



volți, dar la curenți mici. Puterea de 100 W este furnizată sarcinii de către **etajul final** comandat de către un etaj care lucrează la puteri medii, numit în jargon **driver** (din limba engleză).

Cum  $P = V_{ef}^2 / R_s$ , pentru a putea obține puteri mari cu tensiuni de alimentare rezonabile (sub 100 V), rezistența de sarcină  $R_s$  trebuie să aibă valoare mică. De exemplu, difuzoarele de puteri mari au impedanța de 4  $\Omega$  (cele de puteri medii pot avea și impedanța de 8  $\Omega$ ). Dacă dăm la o parte soluția adaptării de impedanță prin intermediul transformatorului (datorită prețului, volumului și greutateii transformatorului) ajungem la necesitatea ca etajul final să aibă o impedanță de ieșire foarte mică. Din acest motiv, repetorul pe emitor (etajul cu colector comun) este un candidat serios pentru această funcție: la un curent de 1 A el are impedanța de ieșire de numai 25 m $\Omega$ . Amplificarea în tensiune a repetorului este, însă, unitară. În consecință, amplificarea de tensiune trebuie să se facă integral **înaintea etajului final**. Acesta din urmă va repeta pe rezistența de sarcină forma de undă primită la intrare, dar la un curent mult mai mare.

Etajul final al amplificatoarelor de putere se realizează, de regulă, cu repetoare pe emitor, care au amplificarea de tensiune unitară dar oferă impedanță de ieșire foarte mică (amplificare mare de curent); din acest motiv, amplificarea de tensiune este realizată de etajele care preced etajul final.

În acest capitol ne vom concentra atenția asupra etajelor finale de putere realizate cu repetoare pe emitor; de multe ori le vom numi, pentru simplitate, amplificatoare.

Proiectarea unui amplificator de putere mare care să producă distorsiuni mici ale semnalului nu este un lucru simplu și nu îl veți putea face după parcurgerea acestui capitol. Veți cunoaște însă principiul de funcționare al etajelor de putere, dificultățile și căile de rezolvare ale acestora, veți ști să estimați puterea maximă care poate fi obținută, să alegeți tranzistoarele și să dimensionați radiatoarele. De cele mai multe ori, nici nu va merita să vă construiți singuri amplificatorul de putere, veți prefera să cumpărați unul "gata realizat" sub formă de circuit integrat.

## B. Amplificatoare în clasă A

Circuitul din Fig. 11.2 a) conține două repetoare pe emitor realizate cu tranzistoare complementare: primul tranzistor este PNP, pe când al doilea este NPN. Astfel, emitorul lui  $T_1$  urmărește variațiile potențialului intrării, fiind în orice moment mai sus cu 0.6 V decât aceasta. În continuare, emitorul lui  $T_2$ , urmărește potențialul emitorului lui  $T_1$  dar cu 0.6 V mai jos. În consecință, potențialul ieșirii este în orice moment egal cu potențialul intrării, eliminându-se decalajul de 0.6 V inerent unui repetor cu un singur tranzistor.

În repaus (cu intrarea la 0 V) potențialul ieșirii este nul; în consecință difuzorul poate fi legat direct, fără condensator. Curentul de repaus al tranzistorului de putere  $T_2$ , curent ce curge prin  $R_E$  către alimentarea negativă, are o valoare mare, de 3.75 A. În emitorul lui  $T_1$ , în locul unui rezistor a fost utilizată o sursă de curent, astfel încât tranzistorul  $T_2$  să aibă suficient curent în bază chiar și atunci când potențialul bazei se apropie de +15 V. Pentru ca tensiunea pe difuzor să poată lua ambele polarități, montajul este alimentat de la o sursă dublă, tensiunea negativă fiind de -30 V.

Valoarea maximă pe care o poate lua potențialul ieșirii este aproximativ +15 V (tranzistorul  $T_2$  aproape de saturație); în această situație, prin difuzor circulă un curent de vîrf de aproximativ 1.9 A, venind din emitorul lui  $T_2$  (desenul b). În plus, emitorul tranzistorului mai trebuie să debiteze 5.6 A, care constituie curentul prin rezistența  $R_E$ .

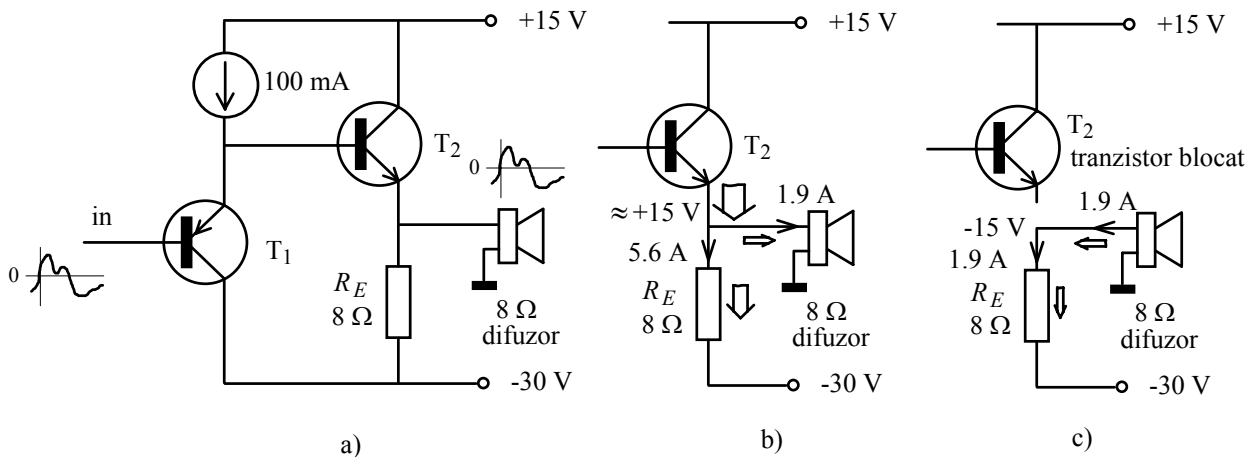


Fig. 11.2. Etaj de putere în clasă A (a) și curenții la extremitățile excursiei tensiunii de ieșire (b și c).

Potențialul ieșirii ajunge la valoarea minimă atunci când tranzistorul T<sub>2</sub> este blocat, ca în desenul c). Acum de la masă circulă un curent de aproximativ 1.9 A prin difuzor și rezistența R<sub>E</sub>, potențialul ieșirii ajungând la -15 V. Apare clar rolul sursei de alimentare de -30 V și al rezistenței R<sub>E</sub>, egală cu rezistența difuzorului. Ele absorb curent din difuzor deoarece

**un repetor pe emitor cu tranzistor npn nu poate decât să debiteze curent.**

Pentru ca excursia de tensiune de la ieșire să fie cât mai mare, punctul de funcționare al tranzistorului a fost ales departe atât de regimul de blocare cât și de regimul de saturație, tranzistorul conducând în permanență. Un asemenea amplificator de putere se numește **amplificator în clasă A**. Estimăm în continuare puterile implicate în funcționarea acestui amplificator. La un semnal **sinusoidal** de amplitudine maximă (15 V), puterea medie care ajunge pe difuzor este

$$P_s = \frac{u_{ef}^2}{R_s} = \frac{15^2 \text{ V}^2}{2 \cdot 8 \text{ } \Omega} = 14 \text{ W}.$$

*Observație: pentru formele de undă sinusoidale (și numai pentru ele) valoarea efectivă este amplitudinea (valoarea de vîrf) împărțită la  $\sqrt{2}$ .*

Să vedem ce se întîmplă în repaus (potențial nul la intrare). Și la ieșire potențialul este nul, astfel încît prin rezistența R<sub>E</sub> curge spre masă un curent de 3.75 A care vine din emitorul tranzistorului (prin difuzor curentul e zero, ambele borne fiind la același potențial). Astfel, în repaus, pe tranzistor se disipă puterea

$$P_{r \text{ repaus}} = 15 \text{ V} \cdot 3.75 \text{ A} \cong 56 \text{ W}$$

iar pe rezistorul R<sub>E</sub>

$$P_{R_E \text{ repaus}} = 30 \text{ V} \cdot 3.75 \text{ A} \cong 112 \text{ W}.$$

Această putere totală de 168 W este furnizată de sursele de alimentare și se poate arăta că în prezența semnalului sinusoidal, puterea consumată de la sursele de alimentare este tot 168 W, indiferent de

amplitudinea semnalului. Este mult, prea mult pentru a obține pe sarcină o putere utilă de numai 14 W; randamentul este numai de 8.3 %. Chiar dacă pierderea de energie nu ne deranjează financiar, măsurile care trebuie luate pentru îndepărtarea căldurii disipate pe tranzistoare și menținerea lor la o temperatură sigură (radiatoare mari și grele, ventilatoare, răcire cu apă) vor crește nejustificat complexitatea și prețul amplificatorului. De exemplu, un rezistor care să disipe peste 100 W are lungimea de aproape 20 cm și un diametru în jur de 3 cm ! Ca să înțelegeți de ce este așa, amintiți-vă că un termo-plonjon cu care puteți fierbe apa într-o cană are, de regulă, o putere nominală de numai 40-60 W.

În concluzie, pentru etajul de putere în clasă A din Fig. 11.2 bilanțul de putere este dezastruos. Modificarea circuitului de ieșire astfel încât sarcina să fie cuplată prin transformator mărește randamentul etajului dar este incomodă din cauza dezavantajelor legate de transformator (volum și greutate mari, preț ridicat, etc.). Astfel,

datorită randamentului scăzut, amplificatoarele de putere în clasă A sunt utilizate numai la puteri mici.

### C. Amplificatoare în contratimp

Dacă în circuitul din Fig. 11.2 a) am fi mulțumiți ca pe sarcină să ajungă doar semialternanțele pozitive ale semnalului de intrare, tranzistorul  $T_2$  ar putea să rezolve el singur această funcție și rezistența  $R_E$  ar putea fi îndepărtată. În consecință, disipația de putere în repaus ar fi eliminată deoarece în repaus sarcina nu absoarbe curent.

Pentru ca pe sarcină să ajungă și semialternanța negativă, dinspre ea trebuie absorbit curent. Un repetor pe emitor cu tranzistor NPN nu poate face acest lucru dar **unul cu tranzistor PNP numai așa ceva poate să facă**. Ajungem, astfel, la ideea etajului în contratimp din Fig. 11.3 a).

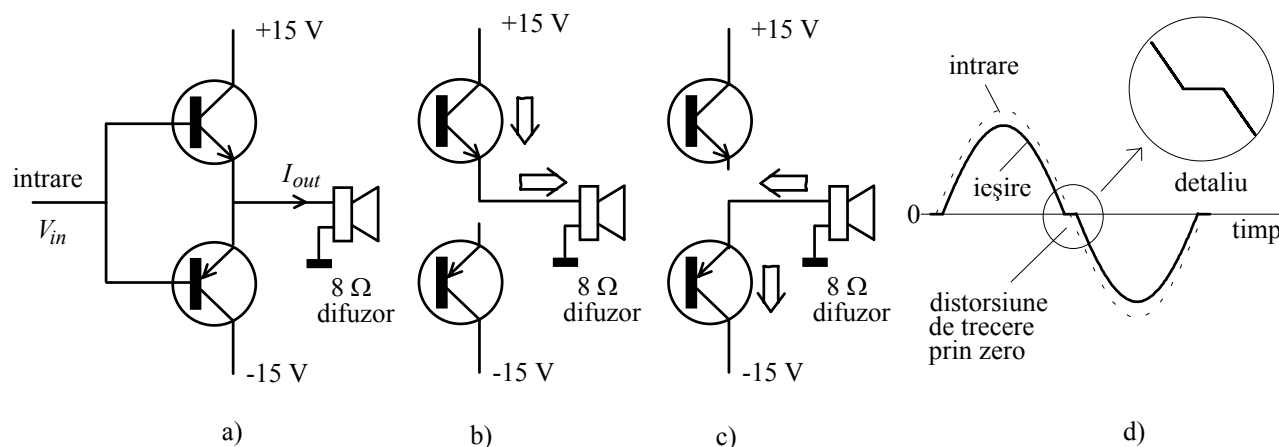


Fig. 11.3. Etajul de putere în contratimp (a), funcționarea sa pe semialternanța pozitivă (b), pe semialternanța negativă (c) și distorsiunile de trecere prin zero (d).

La etajul de putere în contratimp, semialternanțele pozitive sunt transmise pe sarcină de către tranzistorul NPN, pe când alternanțele negative sunt transmise de către tranzistorul PNP.

Tranzistoarele sunt deschise alternativ, când unul este deschis celălalt fiind blocat, așa cum se vede în desenele b) și c) ale figurii; de aici vine și numele etajului. În limba engleză el are o denumire și mai colorată,

"**push-pull**" (împinge- trage), denumire ce ne trimite cu gândul la ursuleții lui Disney care învățau să taie cu joagărul.

În repaus, când potențialul intrării este nul, ambele tranzistoare sunt blocate, deoarece tensiunile lor bază-emitor sunt nule. Astfel, și disipația de putere este nulă în repaus. Regimul de funcționare în care în repaus ambele tranzistoare sunt blocate, este cunoscut sub numele de **clasă B**. Acest mod de funcționare prezintă, însă, un dezavantaj major, care provine din puternica neliniaritate a caracteristicii de transfer  $I_C = f(V_{BE})$ . Chiar și după introducerea rezistenței de sarcină în calea curentului de emitor, caracteristica de transfer rămâne neliniară la tensiuni mici, așa cum se poate constata pe desenul din Fig. 11.4. Curentul de ieșire  $I_{out}$  este diferența celor doi curenți de colector, dar cum unul e nul când celălalt e diferit de zero, el se obține simplu din evoluțiile celor doi curenți.

Dacă semnalul de intrare nu iese din intervalul (-0.6 V - +0.6 V) nici unul dintre tranzistoare nu conduce și semnalul la ieșire este nul. În consecință

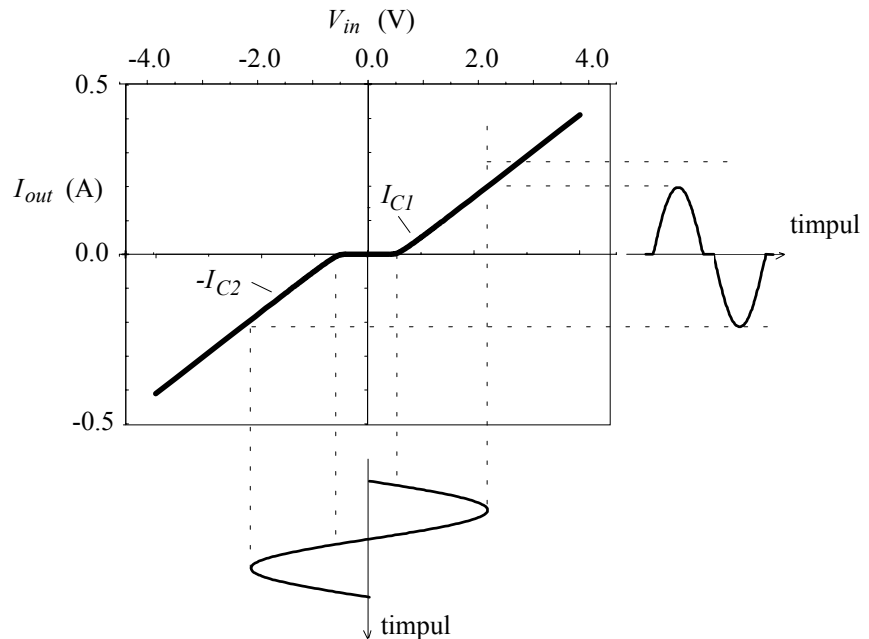


Fig. 11.4. Caracteristica de transfer a etajului în contratimp din Fig. 11.3.

semnalele cu amplitudini mai mici de 0.6 V nu reușesc să aducă în conducție tranzistoarele și, în consecință, nu ajung la ieșirea amplificatorului.

Când semnalul are amplitudini mai mari, o versiune a lui ajunge la ieșire, cu amplitudine mai mică cu 0.6 V decât cel original și cu distorsionarea formei în regiunile apropiate de nivelul zero așa cum se vede pe desenul d) al figurii 11.3. Deoarece tensiunea pe sarcină este proporțională cu valoarea curentului  $I_{out}$ , cauza acestui fenomen este neliniaritatea caracteristicii de transfer din Fig. 11.4. Aceste distorsiuni sunt cunoscute ca **distorsiuni de trecere prin zero** sau **de racordare (cross-over** în limba engleză). Ele sunt cu atât mai deranjante cu cât semnalul are amplitudini mai mici, sub 0.6 V semnalul nemaiajungând la ieșire.

Soluția pentru diminuarea acestei distorsiuni este **polarizarea** tranzistoarelor, astfel încât ele să fie incipient în conducție în absența semnalului. În schema de principiu din Fig. 11.5 a), au fost introduse două surse de tensiune, ajustate la o valoare apropiată de aceea a punctelor de frîngere de pe caracteristica din Fig. 11.4. Potențialele celor două baze sunt acum decalate față de potențialul intrării  $V_{in}$ , deplasînd pe axa tensiunilor caracteristicile de transfer ale celor două tranzistoare, așa cum se vede în desenul b) al figurii. Efectuînd acum diferența  $I_{out} = I_{C1} - I_{C2}$ , se constată liniarizarea caracteristicii de transfer pe domeniul din jurul lui  $V_{in} = 0$ .

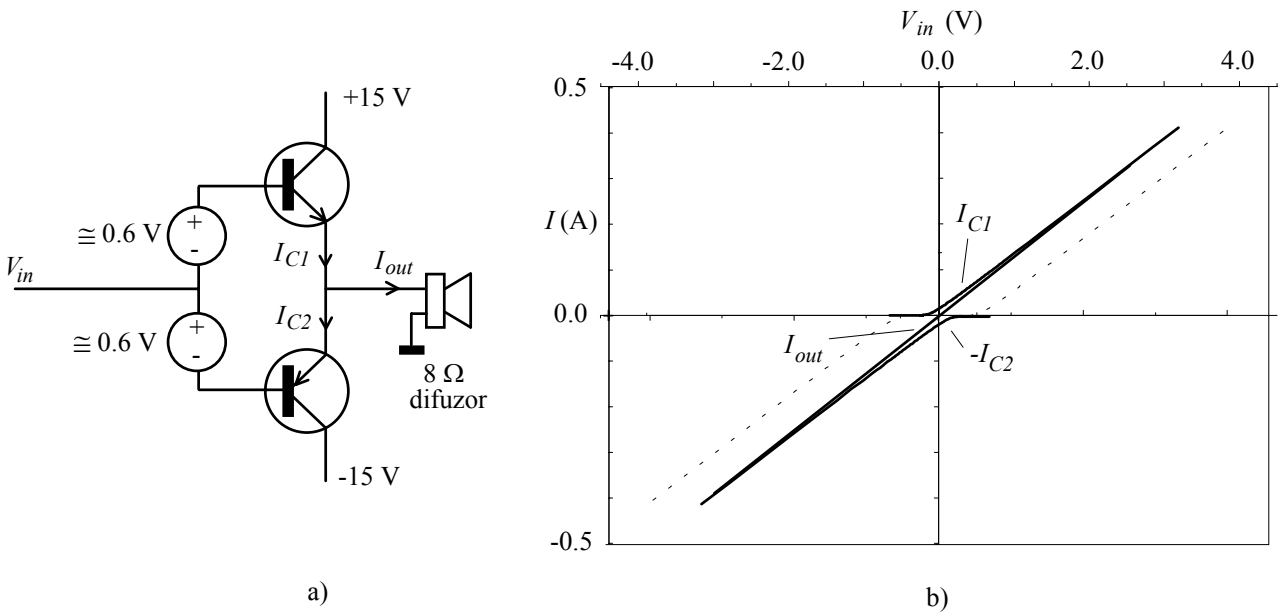


Fig. 11.5. Schema de principiu a etajului în contratimp în clasă AB (desenul a) și caracteristica sa de transfer (desenul b)

O variantă de circuit care realizează această intrare incipientă în conducție a tranzistoarelor este prezentată în Fig. 11.6 a). Căderea de tensiune pe diode este suficientă pentru aducerea tranzistoarelor în pragul deschiderii. Curentul de repaus curge de la alimentarea pozitivă la cea negativă prin ambele tranzistoare. Acest regim de funcționare, în care tranzistoarele sunt parțial în conducție în starea de repaus, este cunoscut drept **clasă de funcționare AB**.

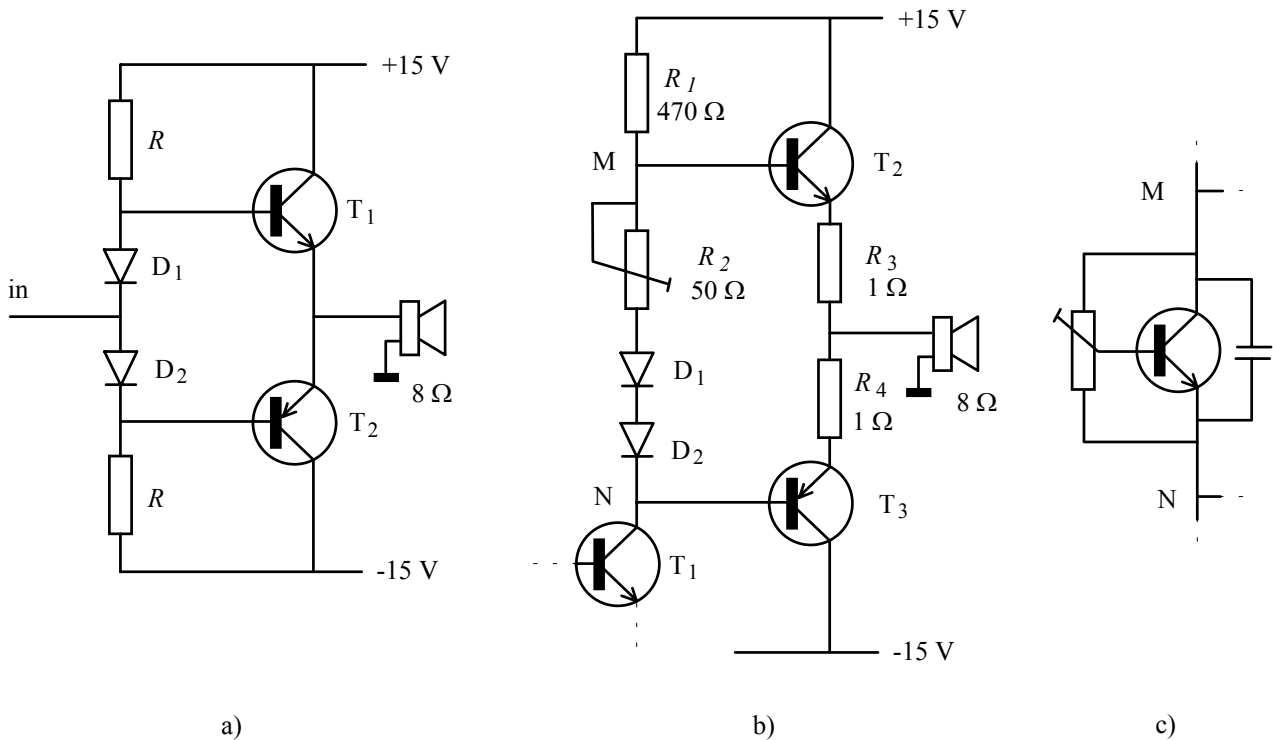


Fig. 11.6. Amplificatoare de putere în clasă AB.

Pentru îmbunătățirea stabilității termice, metoda este cea discutată la Cap. 8: introducerea unei rezistențe în emitor. Nu trebuie să credeți că această rezistență există deja, fiind furnizată de sarcină (difuzor): curentul de repaus nu curge prin sarcină ci prin tranzistoare. Așa că trebuie să introducem niște rezistențe chiar în emitoarele tranzistoarelor, ca în Fig. 11.6 b). Ele vor micșora tensiunea de ieșire (formînd un divizor cu rezistența de sarcină) și vor face să pierdem o putere care, altfel, ar fi fost utilizată. Din acest motiv, aceste rezistențe trebuie să fie mici,  $0.2 \Omega - 0.47 \Omega$  fiind valorile uzuale pentru difuzoare de  $4 \Omega - 8 \Omega$ .

Tensiunea continuă pierdută în repaus pe aceste rezistențe trebuie furnizată suplimentar de circuitul de polarizare; acest lucru îl face rezistența ajustabilă  $R_2$ . Cu ajutorul ei se reglează curentul de repaus la o valoare care trebuie să fie suficient de mare pentru a elimina distorsiunile de trecere prin zero, dar destul de mică pentru ca disipația de putere în repaus să fie acceptabilă. Pentru îmbunătățirea stabilității termice, cele două diode se pot monta în contact termic cu tranzistoarele de putere. Astfel, încălzirea exagerată a acestora scade tensiunea care cade pe fiecare din ele (cu  $2 \text{ mV}$  pe grad, vă mai amintiți ?) și micșorează curentul de repaus al tranzistoarelor.

Circuitul cu diode și rezistor este simplu, dar prezintă un inconvenient: datorită rezistorului  $R_2$  rezistența dinamică a grupării serie este mare și în bazele tranzistoarelor etajului în contratimp (punctele M și N) variațiile de tensiune nu vor fi perfect egale.. În consecință, la ieșire, semialternanța pozitivă va avea o amplitudine mai mică decît cea negativă. Pentru obținerea unei rezistențe dinamice mai mici, în locul circuitului cu două diode și o rezistență se poate utiliza montajul din desenul c), cunoscut sub numele de **superdiodă**. Impedanța între bazele tranzistoarelor poate fi redusă și mai mult prin legarea unui condensator în paralel pe superdiodă.

În circuitul din Fig. 11.6 b) tranzistorul  $T_1$  este cel care excită etajul în contratimp (funcție numită **driver** în limba engleză) furnizînd și o amplificare de tensiune. Rezistorul  $R_1$  funcționează pentru el ca rezistență de colector și, în același timp, asigură polarizarea etajului final. Prin ajustarea sa fină se poate regla la zero potențialul de repaus al ieșirii.

### Puterea maximă de ieșire în regim sinusoidal

Să neglijăm deocamdată căderea de tensiune pe rezistențele din emitor și să considerăm în plus că tranzistoarele au o tensiune de saturație nulă. În aceste condiții, potențialul ieșirii poate evolua între  $-V_A$  și  $+V_A$ . Cît de mare poate să fie amplitudinea unei sinusoide care să evolueze între aceste limite ? Din Fig. 11.7 a) se constată că această amplitudine este chiar  $V_A$ .

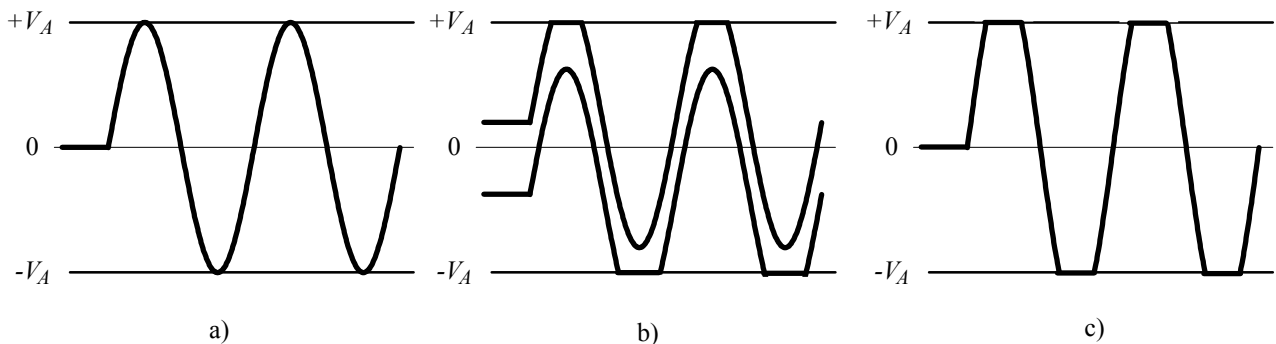


Fig. 11.7. Tensiunea de ieșire sinusoidală de amplitudine maximă posibilă (a) și apariția distorsiunilor de limitare în cazul în care potențialul de repaus nu este stabilit la zero (b), sau amplitudinea depășește valoarea maximă.

Pentru a obține aceasta,

potențialul de repaus al ieșirii trebuie să fie exact la jumătate între cele două potențiale de alimentare.

Dacă punctul de funcționare nu a fost stabilit corect, sinusoida suferă **distorsiuni de limitare** (desenul b al figurii). Distorsiuni de același tip apar întodeauna când amplitudinea sinusoidii depășește valoarea  $V_A$ , așa cum se vede în desenul c). În consecință, limita superioară a puterii semnalului sinusoidal (nedistorsionat) care poate fi produs pe sarcină este determinată de valorile tensiunilor de alimentare. Această limită are valoarea

$$P_{\max} = \frac{v_{out\ ef}^2}{R_s} = \frac{V_A^2}{2R_s} \quad (11.1)$$

Dacă notăm cu  $V_{alim}$  **tensiunea totală între firele de alimentare** ( $V_{alim} = +V_A - (-V_A) = 2V_A$  în cazul de care ne ocupăm acum), puterea maximă se scrie ca

$$P_{\max} = \frac{V_{alim}^2}{8R_s} \quad (11.2)$$

### Randamentul amplificatorului în contratimp

Puterea calculată mai sus este puterea utilă **maximă** (debitată pe sarcină), **în condiții ideale**. Dacă tensiunea de ieșire nu are amplitudinea maximă ci numai  $\lambda V_A$ , cu  $\lambda \leq 1$ , puterea utilă este

$$P_u = \frac{\lambda^2 V_A^2}{2R_s} \quad (11.3)$$

Încercăm acum să calculăm **puterea medie consumată** de la sursele de alimentare. Pe semialternața pozitivă curentul curge de la sursa pozitivă prin tranzistorul NPN și sarcină, avînd o dependență de timp

$$I_C(t) = \frac{\lambda V_A}{R_s} \sin\left(2\pi \frac{t}{T}\right) \quad (11.4)$$

Acest curent este debitat de sursă **sub tensiunea constantă**  $V_A$ , așa că puterea medie pe semialternața pozitivă este

$$P_{m+} = \frac{1}{T/2} \int_0^{T/2} V_A I_C(t) dt = \frac{2\lambda V_A^2}{TR_s} \int_0^{T/2} \sin\left(2\pi \frac{t}{T}\right) dt = \frac{2V_A^2}{\pi R_s} \quad (11.5)$$

Pe semialternața negativă curentul este absorbit de la sarcină prin tranzistorul PNP spre alimentarea negativă și are aceeași dependență de timp (11.4). Rezultă că și pe semialternața negativă vom avea aceeași

putere medie absorbită, de data aceasta de la sursa de alimentare negativă. În consecința, puterea medie consumată de la surse este

$$P_c = \frac{2\lambda V_A^2}{\pi R_s}. \quad (11.6)$$

Randamentul amplificatorului este dat de raportul între puterea utilă (care este furnizată sarcinii) și puterea consumată (absorbită de la sursele de alimentare), avînd valoarea

$$\eta = \frac{P_u}{P_c} = \lambda \frac{\pi}{4} \quad (11.7)$$

Randamentul depinde proporțional de amplitudinea tensiunii de ieșire.

Dar această amplitudine nu poate crește decît pînă la  $V_A$ , altfel apar distorsiuni de limitare. Avem, astfel, o **valoarea maximă a randamentului pentru tensiune de ieșire sinusoidală nedistorsionată**. Punînd  $\lambda = 1$  în formula precedentă, obținem această valoare maximă ca fiind

$$\eta_{\max} = \frac{\pi}{4} = 78.5 \% \quad (11.8)$$

Pentru proiectant este mult mai important să știe raportul între puterea disipată pe tranzistoare și puterea utilă, pentru a putea estima puterea disipată și a dimensiona radiatoarele. În condițiile în care este valabilă relația precedentă, acest raport este

$$\frac{P_{dis}}{P_u} = \frac{1 - \eta_{\max}}{\eta_{\max}} \cong 27 \% \quad (11.8')$$

Pentru a face o comparație cu amplificatorul în clasă A prezentat la începutul capitolului, la 14 W putere utilă, amplificatorul în contratimp disipă pe tranzistoare aproximativ 3.8 W, adică 1.9 W pe tranzistor. În cazul amplificatorului în clasă A, pe tranzistorul final se disipa 56 W numai în repaus, cu semnal puterea disipată fiind încă și mai mare.

Nu trebuie să uităm că randamentul din relația (11.8), numit, pentru simplitate, în toate textele, randamentul amplificatorului în contratimp, este **randamentul obținut cu semnal sinusoidal maxim, nedistorsionat**. În plus, el este calculat în niște condiții foarte idealizate. Mai întîi s-a presupus că tensiunea de saturație a tranzistoarelor este nulă; la curenți mari aceasta depășește chiar 1 V, așa că amplitudinea semnalului la ieșire **nu ajunge la  $V_A$** . Un alt lucru pe care l-am neglijat este curentul de repaus al tranzistoarelor, amplificatoarele practice lucrînd în clasă AB. De asemenea, o pierdere suplimentară de putere are loc pe rezistențele din emitoare, care au fost introduse pentru asigurarea stabilității termice. În concluzie, valoarea randamentului din relația precedentă nu este atinsă niciodată. Randamentul maxim, pentru un etaj anumit, se obține și se măsoară la un semnal de ieșire de amplitudine maximă, încă nedistorsionat.

#### Distorsiuni de neliniaritate



Distorsiunile de trecere prin zero sunt o manifestare extremă a **distorsiunilor de neliniaritate** produse de neliniaritatea caracteristicii de transfer  $I_C = f(V_{BE})$  a tranzistorului. Aducerea etajului în contratimp în clasa AB de funcționare, prin aducerea în conducție incipientă a ambelor tranzistoare, nu elimină în totalitate distorsiunile de neliniaritate ci doar le diminuează. Amplificatorul de putere rămâne esențialmente un **amplificator de semnal mare**, în care curentul de colector evoluează de la valoarea mică a curentului de repaus la o valoare de vîrf de ordinul a câțiva amperi. În aceste condiții, transconductanța tranzistorului se modifică exact în raportul acestor curenți, producînd variația de la punct la punct a amplificării de semnal mic a etajului.

De exemplu, pentru producerea a 10 W sinus pe o rezistență de sarcină de  $R_s = 8 \Omega$  avem nevoie de un curent de vîrf de aproximativ 1.6 A. Stabilind curentul de repaus la 20 mA, rezistența dinamică  $r_e = 1/g_m = V_T/I_C$  evoluează între  $1.25 \Omega$  și  $0.016 \Omega$ , astfel încît amplificarea la semnal mic  $A = \frac{1}{1+r_e/R_s}$

evoluează între 0.865 (la trecerea prin zero) și 0.998 (la vîrf), așa cum se poate observa în Fig. 11.6 a). Nu trebuie să tragem de aici concluzia că distorsiunile reprezintă  $(0.998 - 0.865)/0.998 \cong 13\%$  din amplitudinea semnalului de ieșire,  $0.865/1$  este raportul **între pantele** semnalului de ieșire și a sinusoidă perfecte cînd semnalul are valori mici. Evoluția în timp a diferenței între aceste curbe este reprezentată în desenul b) al figurii, abaterea maximă fiind de numai 0.15 V, adică aproximativ 1.1 %.

Pentru măsurarea gradului de distorsiuni, la un anumit nivel al semnalului de ieșire, se excită amplificatorul cu un semnal **sinusoidal** de frecvență  $f_0$ ; datorită distorsiunilor, la ieșire vor apărea și armonici de frecvențe  $2f_0, 3f_0, 4f_0, \dots$  cu amplitudinile  $v_{02}, v_{03}, v_{04}, \dots$ . Amplitudinile lor sunt cu atît mai mari cu cît distorsiunile sunt mai accentuate. În Fig. 11.8 c), sunt desenate primele armonice din spectrul de amplitudine al semnalului de ieșire prezentat în desenul a) al figurii.

După cum se observă în desen și se poate demonstra matematic,

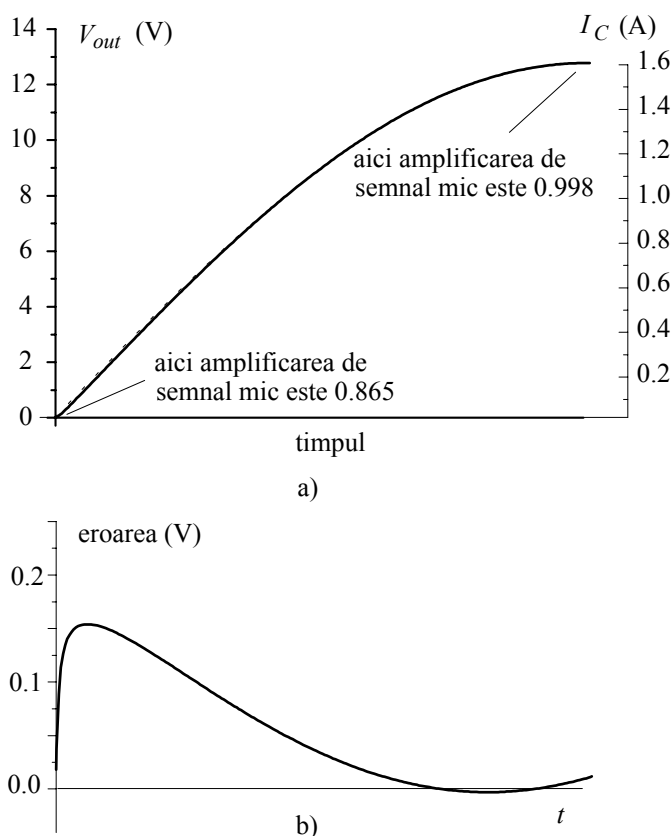


Fig. 11.8. Semnalul de ieșire al amplificatorului de putere descris în text (desenul a) și eroarea între acest semnal și o sinusoidă perfectă (desenul b); în desenul a, sinusoida perfectă este desenată cu linie punctată.

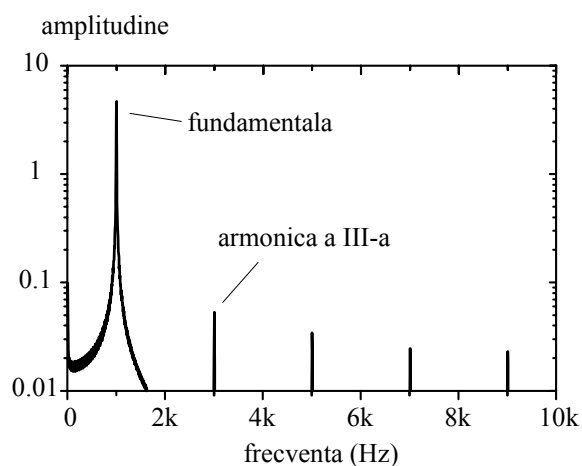


Fig. 11.8 c). Spectrul de amplitudine al semnalului de ieșire prezentat în Fig. 11.8 a).

datorită simetriei etajului de putere, distorsiunile produc numai armonici impare.

Din figură se poate constata, de asemenea, că raportul între amplitudinea armonice de ordinul trei și aceea a fundamentalei este de aproximativ 1 % și că amplitudinea armonicilor scade cu cât ordinul lor este mai ridicat; cea de ordinul cinci este doar 0.72 % din fundamentală.

Se poate defini câte un coeficient de distorsiune armonică pentru fiecare dintre armonice, cu relații de tipul

$$D_2 = \frac{v_{02}}{v_{01}}, D_3 = \frac{v_{03}}{v_{01}}, D_4 = \frac{v_{04}}{v_{01}}, \dots \quad (11.9)$$

unde  $v_{01}$  este amplitudinea componentei fundamentale de frecvență  $f_0$ .

Pentru caracterizarea globală a gradului de distorsiune al sinusoidei se utilizează coeficientul total de distorsiuni armonice  $D$  (**Total Harmonic Distorsion - THD** în limba engleză)

$$D = \frac{\sqrt{v_{02}^2 + v_{03}^2 + v_{04}^2 + \dots}}{v_{01}} \quad (11.10)$$

exprimat, de regulă, în procente.

În practică, amplificatoarele de putere nu procesează aproape niciodată o singură sinusoidă de o anumită frecvență, semnalul de la intrare, de formă complicată, putând fi reprezentat ca o sumă de sinusoidale de frecvențe diferite. Datorită nelinariatății, două componente sinusoidale de frecvențe  $f_1$  și  $f_2$  produc la ieșire, în afara armonicilor lor de frecvențe  $2f_1, 3f_1, 4f_1, \dots$  și  $2f_2, 3f_2, 4f_2, \dots$ , componente de **intermodulație** cu frecvențe  $mf_1 + nf_2$ , unde numerele  $m$  și  $n$  sunt întregi, pozitive sau negative. Dintre acestea, cele mai importante sunt cele de frecvențe  $f_1 + f_2$  și  $|f_1 - f_2|$ . Amplificatoarele de putere prezintă, așadar, și **distorsiuni de intermodulație**.

### Alimentarea de la o singură sursă

Necesitatea de a utiliza două surse de alimentare (ambele de curent mare) este un dezavantaj al amplificatorului în contratimp discutat pînă acum. Putem să modificăm circuitul, ca în Fig. 11.9, alimentîndu-l de la o singură sursă, cu tensiunea  $V_{\text{alim}} = 2V_A$ . Potențialul de repaus al punctului P trebuie să se găsească la jumătatea tensiunii de alimentare, adică la  $V_{\text{alim}}/2$ , și el evoluează în timp aproximativ între  $V_{\text{alim}}$  și zero. De data aceasta sarcina **nu mai poate fi conectată direct**, ci prin intermediul unui condensator care blochează componenta continuă. Cu cât frecvențele de lucru și rezistența de sarcină  $R_s$  sunt mai mici, valoarea necesară a condensatorului crește, ea trebuind să îndeplinească condiția

$$C_{\text{out}} \gg \frac{1}{2\pi f_{\text{min}} R_s} \quad (11.11)$$

În plus, condensatorul de ieșire trebuie să reziste la tensiuni mari (40 V sau 63 V sunt tensiuni nominale uzuale) și să aibă rezistența terminalelor suficient de mică pentru a putea fi utilizat la curenți de vîrf mari (ajungînd la zeci de amperi).

De data aceasta, căile pe care circulă curenții sunt un pic mai complicat de înțeles, în timpul semialternanței negative sursa de alimentare fiind separată de sarcină. Pe parcursul acestei semialternanțe, curentul prin sarcină este produs prin descărcarea condensatorului prin tranzistorul PNP. Expresiile deduse pentru puteri și randament sunt cele deduse în cazul alimentării diferențiale simetrice, cu înlocuirea  $2V_A = V_{alim}$ . De exemplu, puterea maximă (sinus) care se poate obține este

$$P_{max} = \frac{V_{alim}^2}{8R_s} \quad (11.12)$$

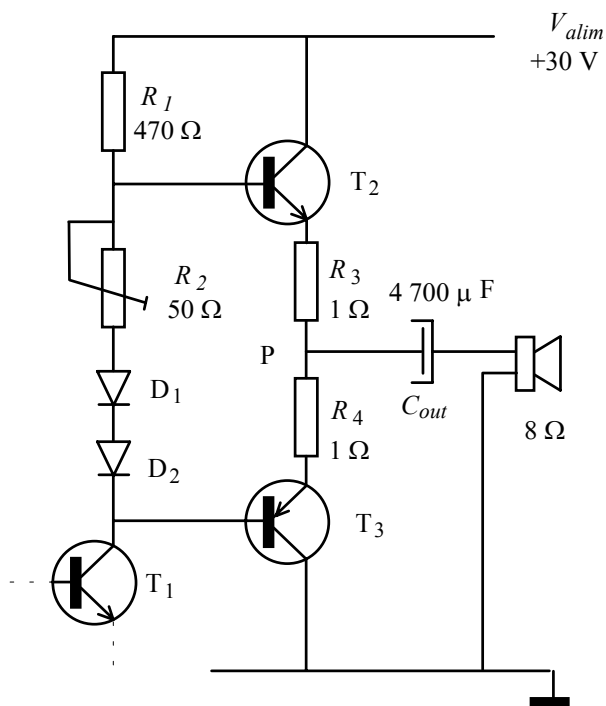


Fig. 11.9. Amplificator în contratimp alimentat de la o singură sursă.

### Etajul pilot (driverul)

Să analizăm acum problema excitației etajului de putere. Pentru ca potențialul punctului P (Fig. 11.9) să urce aproape de tensiunea de alimentare, baza tranzistorului de putere  $T_2$  trebuie să facă acest lucru. Tocmai acum curentul prin sarcină ajunge la valoarea maximă (legea lui Ohm !) și tranzistorul are nevoie în bază de un curent, de asemenea, maxim. Ca să fixăm ideile, să presupunem că potențialul punctului P a urcat cu 13 V peste valoarea de repaus, ajungînd la 28 V; acum, curentul  $I_C$  a ajuns la  $13\text{ V}/9\ \Omega \cong 1.5\text{ A}$  și, cu un factor  $\beta = 50$ ,  $I_B$  este 30 mA. De unde trebuie să vină acest curent ? De la sursa de alimentare, prin rezistența  $R_1$ . Dar potențialul bazei a urcat așa de mult (ajungînd la 28.6 V) încît pe rezistență cade o tensiune foarte mică, de numai 1.4 V. Pentru a putea furniza curentul de bază necesar, această rezistență  $R_1$  ar trebui să aibă o valoare de numai 50  $\Omega$ .

Această valoare mică pentru rezistența de colector ar impune tranzistorului driver să lucreze la un curent de repaus prea mare, 300 mA în exemplul nostru. Iar dacă dorim ca baza lui  $T_2$  să urce și mai aproape de tensiunea de alimentare, curentul necesar este încă și mai mare. Să aducem tranzistorul de putere NPN în saturație nici nu poate fi vorba, deoarece aceasta ar necesita ca potențialul bazei să urce peste potențialul alimentării.

Există două soluții la această dificultate. Prima este utilizarea metodei bootstrap, pe care am folosit-o atunci cînd am avut probleme cu divizorul de polarizare al repetorului pe emitor și, de asemenea, la repetorul de tensiune cu JFET și tranzistor bipolar, iar a doua este utilizarea unei surse de curent.

Pentru aplicarea metodei bootstrap, mai întîi "despicăm" rezistența din colectorul driverului în două rezistențe  $R_{C1}$  și  $R_{C2}$ , de valoare comparabilă, legate în serie (Fig. 11.10 a) și alegem valorile lor pentru a stabili un curent de colector "decent" de 40 mA. Apoi legăm punctul median al rezistențelor la ieșirea etajului de putere prin intermediul unui condensator. Cum repetorul are amplificarea practic unitară, capetele rezistenței  $R_{C2}$  vor suporta variații de potențial identice și, deci, curentul prin rezistență va fi practic

constant. Colectorul driverului vede acum ceva similar unei surse de curent constant și întreaga variație a curentului său merge în baza tranzistorului.

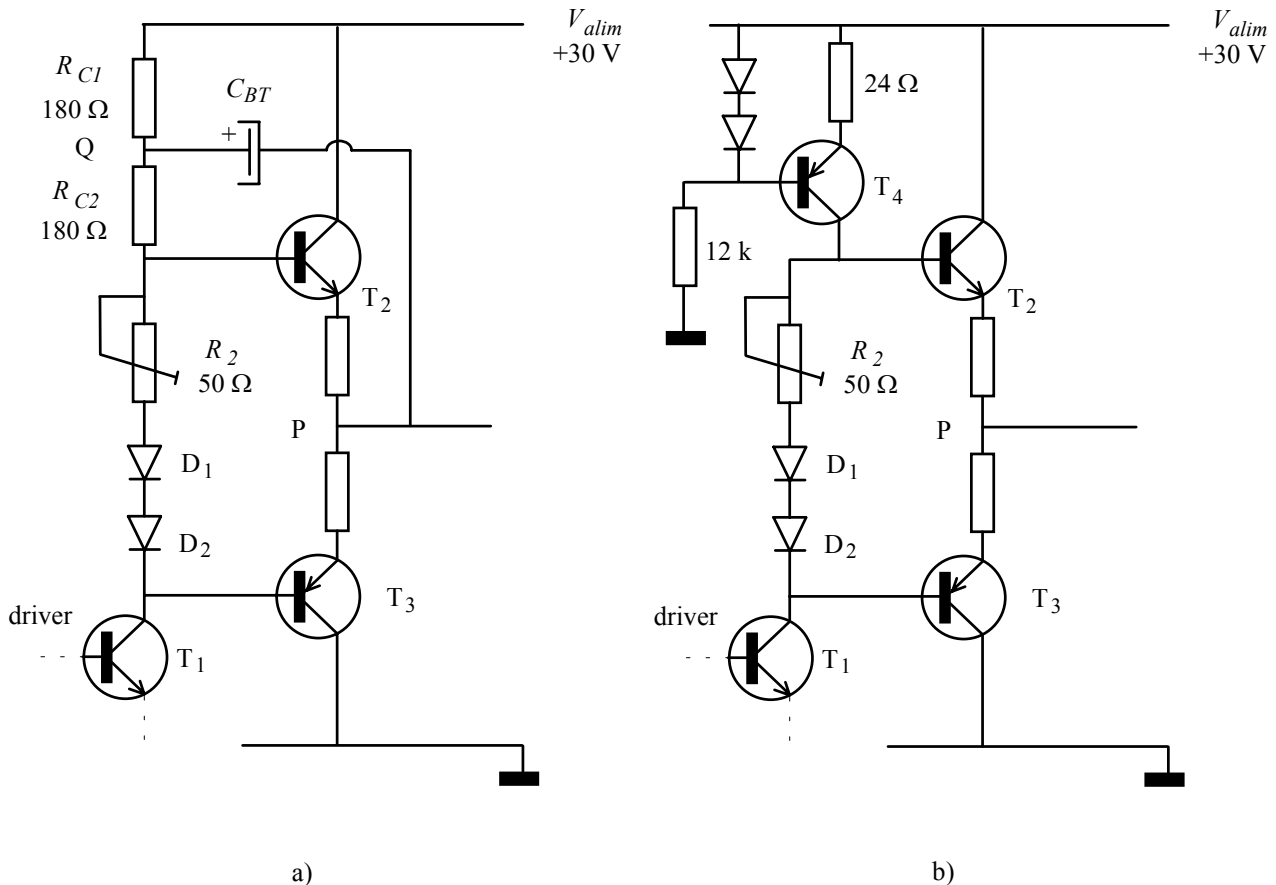


Fig. 11.10. Creșterea impedanței văzute de colectorul driverului prin metoda bootstrap (a) și cu sursă de curent (b).

Aceasta este doar un mod de a vorbi, deoarece pentru deschiderea tranzistorului de putere variația curentului driverului este negativă (în extremis el se blochează). Curentul de bază necesar pentru tranzistorul de putere vine prin  $R_{C2}$ . Deși această rezistență este acum de valoare mare, acest curent are valoarea necesară pentru că **potențialul punctului Q urcă deasupra potențialului alimentării**. Această minune o realizează condensatorul de bootstrap care o valoare atât de mare încît tensiunea pe el rămîne practic constantă. Dacă  $R_{C1} = R_{C2}$ , potențialul punctului Q ajunge la  $+1.25 \cdot V_{alim}$ . În acest fel, tranzistorul de putere  $T_2$  este adus în saturație și potențialul punctului M urcă la nivelul maxim posibil, foarte aproape de  $V_{alim}$ .

O a doua soluție, care evită necesitatea unui condensator suplimentar, este utilizarea unei surse de curent drept sarcină pentru tranzistorul driver (Fig. 11.10 b). Curentul acestei surse trebuie stabilit puțin mai mare decît curentul necesar în baza tranzistorului de putere, de exemplu tot 25 mA ca în cazul metodei bootstrap. Conectarea unei surse de curent în colectorul unui tranzistor (care se comportă el însuși ca o sursă de curent) nu este așa de simplă cum pare la prima vedere: o diferență extrem de mică între curenții programați ai celor două surse duce tranzistorul fie în saturație fie în blocare așa cum se poate constata în planul caracteristicilor sale de ieșire din Fig. 11.11 b). Chiar dacă cele două intensități au fost minuțios reglate, deriva termică va duce cu siguranță tranzistorul fie în saturație, fie în blocare. Rezolvarea acestei dificultăți se face printr-o buclă de reacție negativă globală care compară tot timpul tensiunea la ieșire,

mediată pe termen lung, cu  $V_{alim}/2$  și deschide mai mult sau mai puțin tranzistorul, pentru a asigura egalitatea. Medierea pe termen lung este necesară pentru ca bucla de reacție să nu "vadă" variațiile rapide datorate semnalului, reacționând astfel numai la deriva lentă a punctului de repaus. În Fig. 11.10 b) bucla de reacție nu a fost reprezentată.

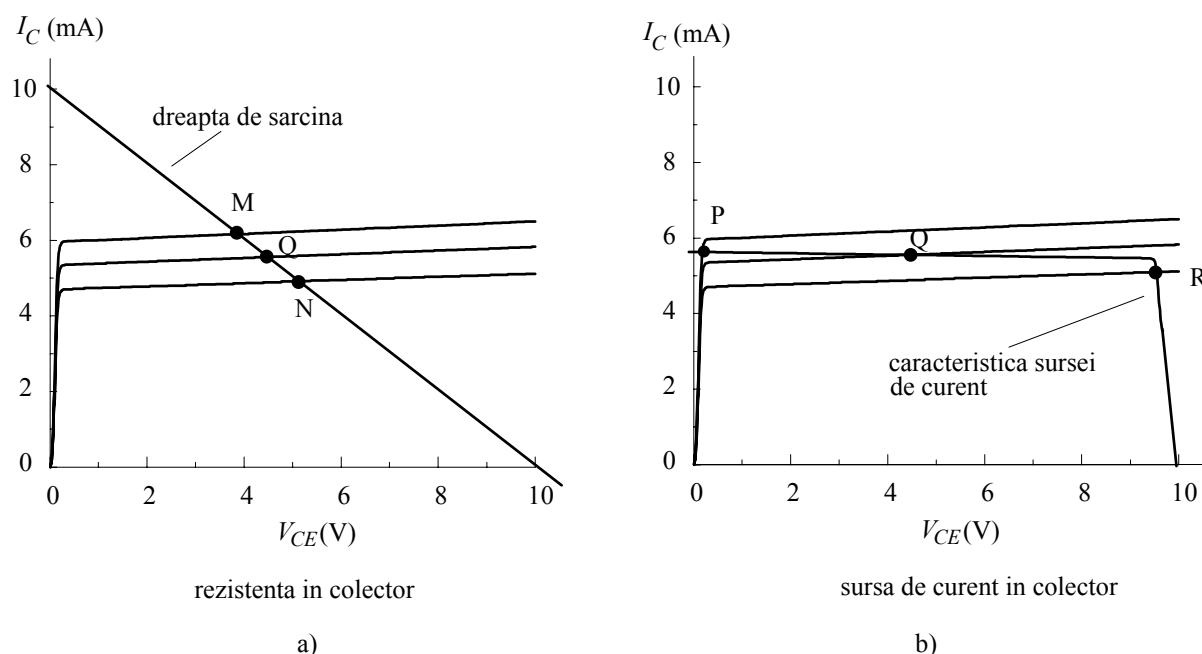


Fig. 11.11. Cu rezistență în colector, deriva termică duce punctul de funcționare al tranzistorului din Q în M sau în N (a); cu sursă de curent în colector, deriva termică duce tranzistorul în saturație (punctul P) sau sursa de curent în saturație (punctul R).

Deoarece etajul final are amplificarea de tensiune unitară, și etajul pilot este obligat să lucreze cu excursii mari de tensiune la ieșire; pentru a duce aproape de saturație tranzistorul final PNP ( $T_3$  din Fig.11.10), tranzistorul driver  $T_1$  trebuie el însuși să se apropie de saturație, iar pentru a aduce puternic în conducție tranzistorul final NPN  $T_2$ , driverul trebuie să se apropie de blocare. Astfel, curentul de colector al lui  $T_1$  evoluează într-un domeniu foarte larg. Deoarece caracteristica de transfer a tranzistorului este puternic neliniară  $I_C = I_S e^{V_{BE}/V_T}$ , etajul pilot va introduce el însuși distorsiuni de neliniaritate. În plus, lucrurile sunt agravate de faptul că etajul final se comportă ca o sarcină **neliniară**.

Toate acestea conduc la necesitatea rezolvării **globale** a problemei distorsiunilor de neliniaritate, prin compararea semnalului de la intrarea amplificatorului de putere cu o versiune scalată corespunzător a semnalului de ieșire și excitarea amplificatorului cu acest semnal de eroare (Fig. 11.12). Am realizat, astfel, o buclă de reacție negativă globală.

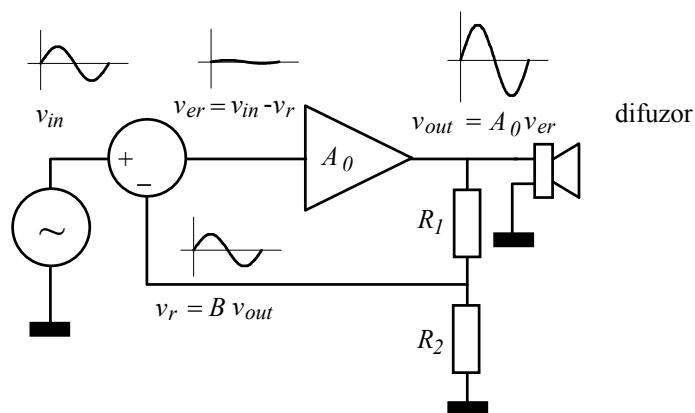


Fig. 11.12. Aplicarea unei reacții negative globale asupra întregului amplificator de putere.

Vom vedea mai târziu că dacă produsul  $BA_0$  este mult mai mare decât unitatea, semnalul de reacție este practic egal cu cel de intrare. În consecință, semnalul de ieșire va avea aceeași formă cu cel de intrare. În plus, configurația permite "programarea" comodă a amplificării cu reacție prin modificarea raportului celor două rezistențe  $R_1$  și  $R_2$ .

#### D. Tranzistoare compuse (dubleți)

Deși nu apare în formula amplificării de tensiune a repetorului, factorul  $\beta$  al tranzistorului este important deoarece de el depinde **curentul necesar pentru excitarea etajului de putere**. Din păcate, tranzistoarele de medie și mare putere au factorul  $\beta$  de valoare mică (de ordinul zecilor). Soluția o reprezintă utilizarea unor **tranzistoare compuse** din două tranzistoare, numite și **dubleți**.

În amplificatoarele de mare putere, etajul final în contratimp este realizat, de regulă, cu tranzistoare compuse.

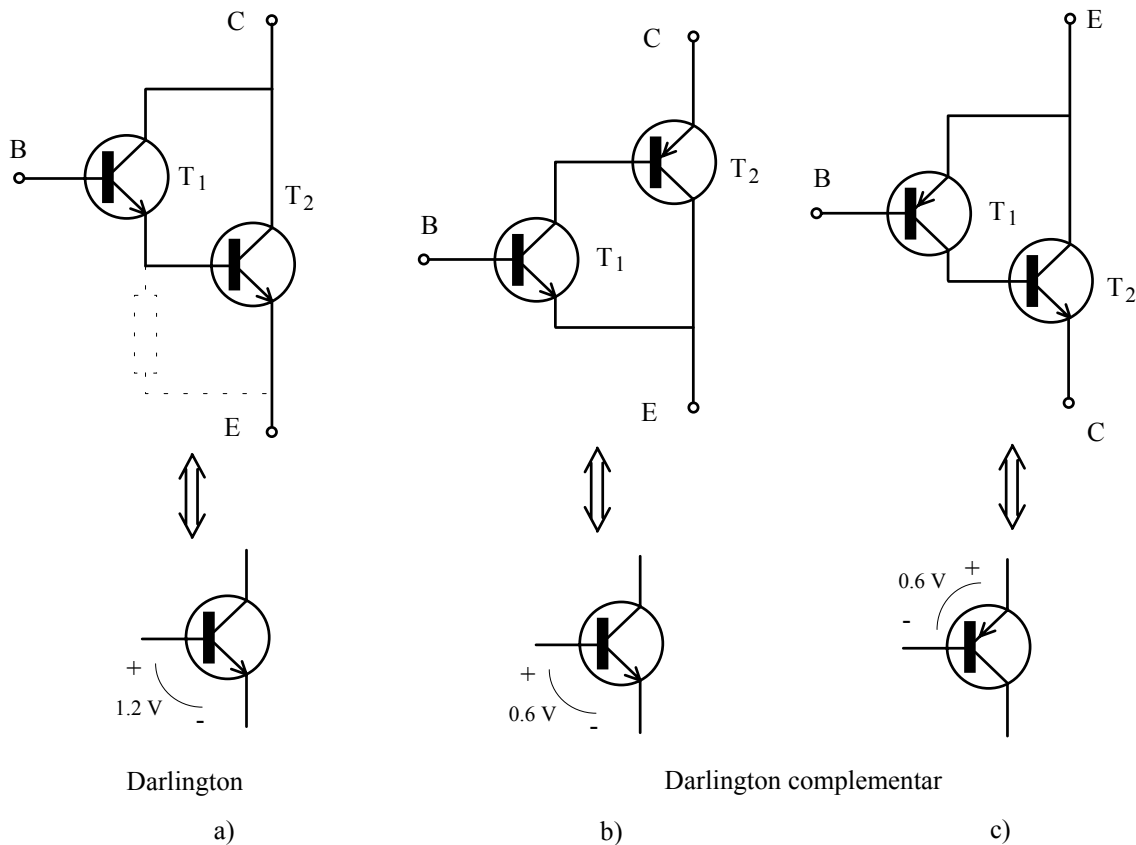


Fig. 11.13. Dubletul Darlington (a) și dubletul Darlington complementar sau Sziklai (b).

Tranzistoarele din varianta prezentată în Fig. 11.13 a) sînt legate în conexiune **Darlington**, dubletul fiind echivalent cu un tranzistor NPN care are factorul  $\beta$  egal cu **produsul factorilor individuali**. Cum tranzistorul  $T_1$  este unul de putere mai mică, el are factorul  $\beta$  mare. **Tensiunea de deschidere a acestui tranzistor compus este însă dublă față de a unui singur tranzistor**, fiind aproximativ 1.2 V. De asemenea, tensiunea sa de saturație este mai mare, depășind 0.6 V.

Dublețul, așa cum a fost desenat, acționează ca un tranzistor lent, deoarece tranzistorul  $T_1$  nu poate bloca rapid tranzistorul  $T_2$ , neputînd descărca spre masă capacitatea sa dintre bază și emitor. Deficiența este înlăturată prin adăugarea unui rezistor între baza și emitorul lui  $T_2$ , desenat punctat în figură. În plus, acest rezistor nu permite curentului rezidual al lui  $T_1$ , (care este de nanoamperi pentru tranzistoarele de mică putere dar ajunge la sute de microamperi pentru cele de mare putere) să deschidă tranzistorul  $T_2$ . Din acest motiv, valoarea acestei rezistențe este de câțiva  $k\Omega$  în dubleții de mică putere și de sute de  $\Omega$  în dubleții de putere mare. În afara amplificatoarelor de putere, dubleții Darlington mai sunt utilizați în stabilizatoare de tensiune și repetitoare pe emitor cu impedanță de intrare foarte mare.

Conexiunea din desenele b) și c) este cunoscută sub numele de "**Darlington complementar**", "**super G**" sau **Sziklai**. Dublețul din desenul b) este echivalent cu un tranzistor NPN cu factorul de amplificare egal cu produsul factorilor individuali. Tensiunea de deschidere este acum egală cu aceea a unui singur tranzistor, dar tensiunea de saturație continuă să rămînă mare. Din aceleași considerente ca la conexiunea Darlington, este bine să se conecteze un rezistor între baza și emitorul tranzistorului  $T_2$ . Trebuie să observăm că acest tip de dublet "schimbă" tipul tranzistorului de putere: în desenul b) tranzistorul  $T_2$  este PNP iar dublețul este echivalent cu un tranzistor NPN.

Utilitatea dublețului super G se bazează în special pe această proprietate: din considerente tehnologice, tranzistoarele de mare putere NPN sînt mai ușor de realizat decît cele PNP și atunci, în etajele în contratimp, tranzistorul PNP este înlocuit cu un dublet super G, ca în desenul c), în timp ce pentru tranzistorul NPN se utilizează un dublet Darlington.

## E. Evacuarea căldurii disipate de către tranzistoarele de putere

Datorită puterii disipate, structura tranzistorului de putere se încălzește. Tranzistoarele cu siliciu pot funcționa la o temperatură maximă  $\theta_j$  de  $200^\circ\text{C}$  dacă sunt în capsulă metalică și de  $150^\circ\text{C}$  dacă au capsulă de plastic. Funcționarea îndelungată la temperatură apropiată de cea maximă le scurtează, însă, viața; astfel, prin proiectare trebuie să li se asigure o temperatură ce nu depășește  $125\text{-}150^\circ\text{C}$ .

Transferul termic între două corpuri între care există o diferență de temperatură  $\Delta\theta$  este caracterizat de **rezistența termică** a mediului ce asigură contactul termic între corpuri, definită prin

$$R_{th} = \frac{\Delta\theta}{P} \quad (11.13)$$

unde  $P$  este puterea transmisă (cantitatea de căldură schimbată într-o secundă). Rezistența termică se măsoară în  $^\circ\text{C}/\text{W}$ . Pentru a putea transmite căldura între două corpuri în condițiile unei diferențe mici de temperatură, rezistența termică trebuie să fie cît mai mică.

Din acest motiv, rezistența termică  $R_{th\ j-c}$  între joncțiunea tranzistorului și capsula sa se face cît mai mică, terminalul colectorului fiind, de regulă, legat și electric la capsula tranzistorului. Pentru tipul de capsulă TO 3, la care cataloagele dau o putere disipată maximă de peste  $100\text{ W}$ , rezistența termică între joncțiune și capsulă este de  $1.5^\circ\text{C}/\text{W}$ . Aceasta înseamnă că la o disipație de  $100\text{ W}$ , joncțiunea tranzistorului va fi cu  $150^\circ\text{C}$  mai fierbinte decît capsula.

Dacă mizăm pe transmiterea căldurii de la capsulă la aerul înconjurător, rezultatul va fi un dezastru deoarece **aerul este un foarte prost conductor termic**. Lăsată pur și simplu în aer, capsula va prezenta față de aerul ambient o rezistență termică de ordinul a  $75^\circ\text{C}/\text{W}$ . Cînd același flux de energie, sub formă termică, străbate pe rînd două corpuri, rezistențele lor termice se adună, așa cum fac rezistențele electrice la gruparea serie a rezistoarelor. Lăsînd capsula în aer, rezistența termică totală joncțiune-ambient va fi în jur de

$1.5\text{ }^{\circ}\text{C/W} + 75\text{ }^{\circ}\text{C/W} \cong 75\text{ }^{\circ}\text{C/W}$  ceea ce înseamnă că pentru a disipa 100 W capsula ar trebui să fie cu mii de grade mai fierbinte decât ambientul. Structura tranzistoului se va pulveriza însă cu mult înainte, undeva peste  $200^{\circ}\text{C}$ . Pe de altă parte, dacă stabilim temperatura joncțiunii la o valoare de siguranță de  $150^{\circ}\text{C}$  și avem o temperatură ambiantă de  $25^{\circ}\text{C}$  tranzistorul nostru de 100 W nu va putea să disipe decât 1.7 W !

*Observație: În textele de electronică teoretică ce umplu rafturile bibliotecilor noastre, majoritatea autorilor scriu cu seninătate, la capitolul despre Amplificatoare de putere, doar că punctul de funcționare al tranzistoarelor nu trebuie să depășească hiperbola de putere disipată maximă. Va lăsașm pe dumneavoastră să ghiciți de ce nu se scrie un cuvânt despre cât este această putere în condiții reale.*

Dacă priviți cu atenție în cataloagele în care se scrie, de exemplu, că la tranzistoul 2N3055 puterea disipată maximă este de 117 W, veți găsi o precizare: "la o temperatura a capsulei de  $25^{\circ}\text{C}$ ". Așa cum am văzut, datorită faptului că aerul este un foarte prost conductor termic, menținerea capsulei la această temperatură, atunci când trebuie disipată o putere de 100 W, este o problemă tehnologică extrem de dificilă. Pentru a înțelege acest lucru, gândiți-vă că trebuie să mențineți temperatura unui termoplonjon de putere mare (cele de putere mică au numai 40-60 W) la  $25^{\circ}\text{C}$ , cu  $12^{\circ}$  sub temperatura corpului dumneavoastră !

Scăderea rezistenței termice se poate face prin mărirea suprafeței de contact. În plus, aerul este un fluid și curenții de convecție, dacă apariția lor este favorizată, pot să contribuie semnificativ la transmiterea căldurii. Din aceste motive, tranzistoarele de putere se montează pe niște dispozitive metalice, numite **radiatoare**. Montarea capsulei pe radiator trebuie să se facă, însă, izolat electric; șaiba izolatoare împreună cu pasta conductoare termic (care se pune între capsulă și șaiba și între șaibă și radiator) oferă un contact termic rezonabil de bun, cu o rezistență termică  $R_{th\ c-r}$  în jur  $0.3\text{ }^{\circ}\text{C/W}$ .

Rezistența termică între radiator și aer,  $R_{th\ r-amb}$ , depinde de forma, mărimea și modul de montare a radiatorului. O parte din căldură este transmisă aerului prin conducție termică (posibilitatea mișcării verticale a aerului este esențială) iar cealaltă este evacuată prin radiație (de aceea suprafața radiatoarelor se înegrește). La tranzistoarele de putere mică se pot atașa radiatoare de forma unor stegulețe, care oferă rezistențe termice  $R_{th\ r-amb}$  în jur de  $70\text{ }^{\circ}\text{C/W}$ , mai mici decât cele între capsula tranzistorului, de suprafață mică, și aer. Pentru tranzistoarele de putere medie (6 - 10 W), se utilizează radiatoare din tablă cu câteva aripioare, cu lungimea totală în jur de 2 cm, care ajung la rezistențe termice  $R_{th\ r-amb}$  de aproximativ  $20\text{ }^{\circ}\text{C/W}$ . În sfârșit, pentru tranzistoarele de putere mare, cum sunt cele de 115 W din capsula TO3, se utilizează radiatoare turnate, cu un profil ce conține multe aripioare, pentru mărirea suprafeței de contact. Când dimensiunile acestor radiatoare ajung pe la 12 cm x 7.5 cm x 6.5 cm, rezistența termică  $R_{th\ r-amb}$  coboară la aproximativ  $1^{\circ}\text{C/W}$ .

Chiar cu un asemenea radiator de dimensiuni mari, rezistența termică totală între joncțiune și ambiant nu este mai mică de  $2.5\text{ }^{\circ}\text{C/W}$  și, la o putere disipată de 100 W, joncțiunea ar fi mai fierbinte cu  $250^{\circ}\text{C}$  decât aerul înconjurător. În această situație, în locul creșterii suplimentare a dimensiunilor radiatorului se iau în considerație și alte soluții tehnologice: ventilația forțată a radiatorului (cu un ventilator) sau, în extremis, răcirea sa cu apă, prin intermediul unor conducte care îl străbat.

În Fig. 11.14 am reprezentat harta temperaturilor pentru un sistem tranzistor-radiator în condițiile în care puterea care trebuie disipată este de numai 20 W iar capsula tranzistorului este una de tip TO3. În aceste condiții, joncțiunea tranzistorului este mai caldă cu  $20\text{ W} \cdot 1.5^{\circ}\text{C/W} = 30^{\circ}\text{C}$  decât capsula tranzistorului. Pe de altă parte, capsula va fi mai caldă decât radiatorul cu  $20\text{ W} \cdot 0.3^{\circ}\text{C/W} = 6^{\circ}\text{C}$ .



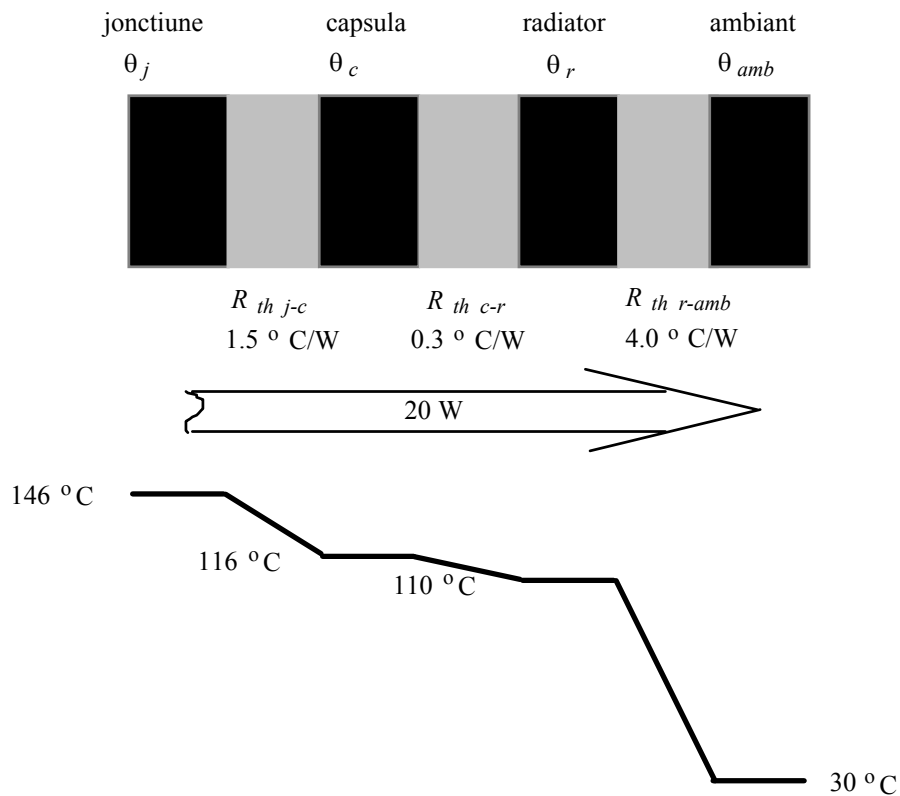


Fig. 11.14. Temperaturile jonctiunii, capsulei, radiatorului și mediului ambiant pentru un tranzistor în capsulă TO3 care disipă 20 W.

În proiectare, dacă dorim ca temperatura jonctiunii să fie sub  $150^{\circ}\text{C}$  la o disipație de 20 W, va trebui să menținem radiatorul sub  $150^{\circ}\text{C} - 36^{\circ}\text{C} = 114^{\circ}\text{C}$ . Rezultă, de aici, rezistența termică maxim admisă între radiator și ambiant

$$R_{th\ r-amb} \leq \frac{\theta_{j\ max} - \theta_{amb}}{P} - R_{th\ j-c} - R_{th\ c-r} = 5.7\text{ °C/W} - \theta_{amb}/20\text{ W} \quad (12.14)$$

Vom lua în considerație cel mai defavorabil caz pentru temperatura ambiantă, reprezentat de valoarea ei maximă; de exemplu, pentru  $40^{\circ}\text{C}$  obținem  $R_{th\ r-amb} \leq 3.7\text{ °C/W}$ .

## F. Amplificatoare de putere integrate

Așa cum am văzut, obținerea unei excursii mari a semnalului de ieșire, cât mai apropiată de limitele tensiunii de alimentare, în condițiile menținerii la valori foarte mici a distorsiunilor, este o problemă dificilă. Rezolvarea acesteia, împreună cu stabilizarea punctului static de funcționare, se face, de regulă, prin utilizarea unei bucle de reacție negativă. Așa cum vom descoperi într-un capitol viitor, reacția negativă poate face adevărate minuni în privința desensibilizării circuitelor la perturbații externe (cum este variația temperaturii ambiante) și a liniarității acestora. În concluzie, arhitectura unui amplificator de putere cu performanțe bune este una destul de complicată.

Din fericire, cazurile în care va trebui să vă construiți singuri amplificatorul vor fi extrem de rare; cel mai adesea veți prefera să vă cumpărați un amplificator de putere integrat. Un exemplu de astfel de circuit integrat este TDA2050, prezentat în Fig. 11.15 a); dimensiunile totale (inclusiv terminalele) sunt 25 mm X 10 mm X 5 mm, rezistența termică între cip și capsulă este de cel mult 3 °C/W iar montarea pe radiator este foarte simplă (un singur șurub). Pentru aplicații de înaltă fidelitate (HiFi) îl puteți opera alimentat la +/- 22V pe o sarcină de 8 Ω; pînă la o putere de ieșire de 25 W distorsiunile armonice totale sunt sub 0.5 %. Dacă puteți accepta distorsiuni mai mari, de pînă la 10 %, puterea de ieșire ajunge pînă la 32 W iar cu sarcină de 4 Ω și numai pe durate scurte (sub 1 secundă) amplificatorul poate furniza 50 W. Amplificarea este programabilă, valoarea recomandată fiind de 30 dB. Circuitul are protecții interne împotriva scurtcircuitării ieșirii și împotriva încălzirii excesive.

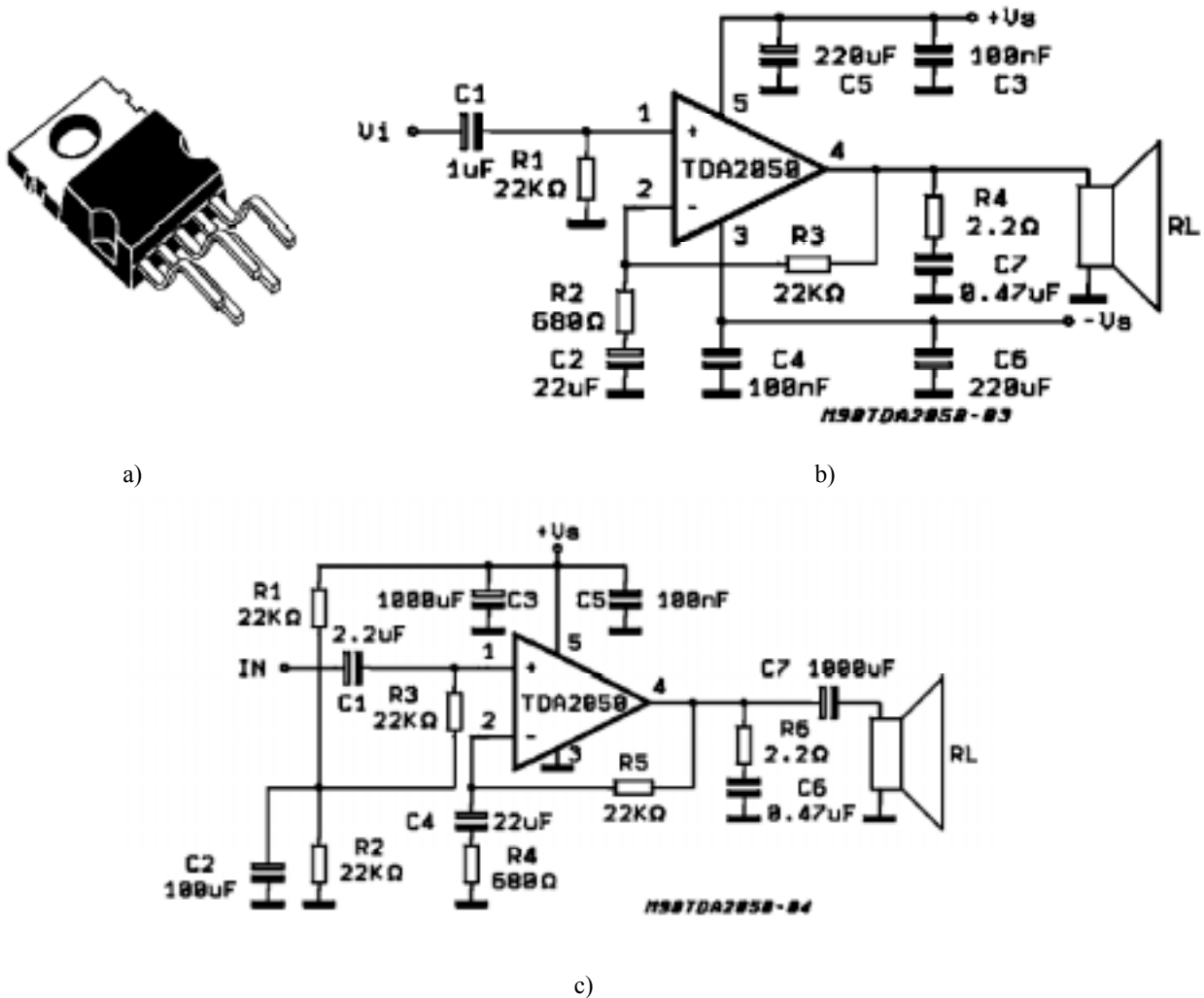


Fig. 11.15. Capsula circuitului integrat TDA2050 (a) și două scheme tipice de utilizare (b și c).

Cît despre preț, el costă mai puțin de 8 \$; dacă vi se pare prea scump și puterea necesară este mai redusă, puteți opta pentru varianta TDA2040, cu un preț sub 5 \$. Oricum, radiatorul și carcasa vor costa mult mai mult decît acest circuit integrat. În desenul b) al figurii aveți schema tipică de aplicație, alimentarea este diferențială, tensiunile de alimentare fiind notate cu  $\pm V_S$ . După cum se poate observa în Fig. 11.15 c), circuitul integrat poate fi utilizat și cu o singură sursă de alimentare, tensiunea putînd ajunge pînă la 50 V.

## Enunțuri frecvent utilizate

(ațit de frecvent încît merită să le memorați)

-Amplificatoarele de putere (mare) sunt amplificatoare care furnizează sarcinii puteri de ordinul wașilor pînă la sute de wași.

-Obținerea unor asemenea puteri mari cu tensiuni rezonabile presupune ca rezistența de sarcină să aibă valoare mică; de exemplu, difuzoarele de putere mare au valori ale impedanțelor de  $8 \Omega$  sau  $4 \Omega$ .

-Din acest motiv, etajul final al amplificatorului de putere trebuie să aibă impedanță de ieșire mică, fiind realizat, de regulă, cu repetoare pe emitor (etaje de amplificare cu colectorul comun).

-Cînd regimul de repaus este stabilit la o valoare mare a curentului de colector, astfel încît punctul static de funcționare să fie departe ațit de blocare cît și de saturație, se spune că etajul de putere funcționează în clasă A.

-Datorită randamentului mic (disipației mari pe tranzistor), etajele în clasă A se utilizează numai pentru puteri mici.

-Etajul de putere în contratimp este realizat cu două tranzistoare care conduc cu rîndul, cînd unul este deschis celălalt fiind blocat; un asemenea etaj poate fi realizat cu două tranzistoare complementare, unul NPN și celălalt PNP, montate ca repetoare pe emitor și alimentate cu două surse, una pozitivă și cealaltă negativă. Ieșirea fiind în repaus la  $0 \text{ V}$ , sarcina se poate conecta direct (cuplată în curent continuu).

-Tranzistoarele lucrînd ca repetoare pe emitor, amplificarea de tensiune a etajului în contratimp este unitară; amplitudinea semnalului trebuie mărită în etajele care îl preced pe cel final, de putere.

-Dacă tranzistoarele au curentul de repaus nul, etajul funcționează în clasă B; în acest mod de funcționare, semnalele de intrare cu amplitudini mai mici de  $0.6 \text{ V}$  nu pot aduce tranzistoarele în conducție și, deci, nu apar la ieșire; semnalele cu amplitudini mai mari de  $0.6 \text{ V}$  apar la ieșire dar cu amplitudinea micșorată cu  $0.6 \text{ V}$  și prezintă distorsiuni de trecere prin zero. Distorsiunile de trecere prin zero sunt cu ațit mai importante cu cît semnalul este mai mic.

-Diminuarea distorsiunilor de trecere prin zero se realizează prin aducerea în conducție incipientă în regim de repaus a ambelor tranzistoare; etajul funcționează astfel în clasa AB.

-Acest lucru se realizează prin circuitul de polarizare, intercalînd între bazele tranzistoarelor de putere fie un rezistor, fie o combinație serie diode-rezistor, fie un montaj cu tranzistor, cunoscut sub numele de superdiodă; creșterea exagerată a curentului de repaus mărește nejustificat disipația pe tranzistoare.

-Pentru îmbunătățirea stabilității termice a etajului în contratimp, în serie cu emitoarele tranzistoarelor se montează rezistențe de valoare  $0.1 \Omega - 0.47 \Omega$ .

-Dacă alimentarea etajului este făcută cu tensiunile  $+V_A$  și  $-V_A$ , puterea medie maximă a unui semnal sinusoidal produs pe sarcină este  $V_A^2 / (2R_s)$ ; în realitate, puterea obținută este mai mică deoarece potențialul ieșirii nu ajunge pînă la  $\pm V_A$  datorită tensiunii de saturație nenule a tranzistoarelor.

-Randamentul etajului în contratimp crește cu amplitudinea semnalului; în condiții ideale, pentru sinusoida de amplitudine maximă ce se poate obține la ieșire, randamentul este de aproximativ 78 %.

-Etajul de putere în contratimp poate fi alimentat și de la singură sursă, cu valoarea  $+V_{\text{alim}} = 2V_A$ ; în această situație, potențialul de repaus al ieșirii se stabilește la  $+V_{\text{alim}}/2$  iar sarcina

trebuie legată prin intermediul unui condensator. Valoarea condensatorului de ieșire trebuie aleasă astfel încât, la frecvențele de lucru, reactanța sa să fie mult mai mică decât rezistența sarcinii.

-Expresia puterii maxime pentru semnal sinusoidal nedeformat, în cazul alimentării de la o singură sursă, este  $V_{\text{alim}}^2 / (8R_s)$ ; randamentul maxim are tot valoarea de 78 %.

-Deoarece tranzistoarele de putere au factorul  $\beta$  de valoare mică, în etajele de putere mare se utilizează tranzistoare compuse (dubleți) care au un factor  $\beta$  echivalent ce este egal cu produsul factorilor individuali. Dubletul Darlington nu schimbă tipul tranzistorului și se utilizează ca tranzistor NPN, pe când dubletul super G schimbă tipul tranzistorului. Astfel, cu un tranzistor de putere mare NPN se poate realiza un tranzistor super G de tip PNP, ocolind dificultatea legată de performanțele mai modeste ale tranzistoarelor PNP de putere.

-În evacuarea căldurii disipate de tranzistoarele de putere, esențiale sunt valorile rezistențelor termice între joncțiune și capsulă, între capsulă și radiator și între radiator și ambient. Cel mai dificil este transferul termic către aer; lăsată în aer, capsula unui tranzistor de 115 W abia dacă poate disipa în siguranță 2 W.

-Tranzistoarele de putere trebuie prevăzute cu radiatoare adecvate, dacă dorim ca ele să disipe, fără să se distrugă, puterile pentru care au fost proiectate.

-Puterea disipată maximă prezentată în cataloage se referă la cazul în care capsula este menținută la 25° C; asigurarea acestei condiții la tranzistoarele de foarte mare putere este o problemă tehnologică dificilă a cărei rezolvare implică radiatoare mari și grele, ventilație forțată sau chiar răcire cu apă.

## Termeni noi

<b>-amplificator de putere</b>	amplificator la care puterea electrică furnizată sarcinii este în domeniul wați - sute de wați.
<b>-preamplificator</b>	primul bloc funcțional dintr-un lanț de amplificare, ce prelucrează semnalul de nivel mic provenit de la sursa de semnal (de exemplu, microfon), aducându-l la un nivel apropiat de 1 V;
<b>-etaj final (de putere)</b>	ultimul bloc funcțional dintr-un lanț de amplificare, capabil să furnizeze o putere electrică mare pe o sarcină de impedanță în general mică; etajul final are amplificare de tensiune apropiată de unitate
<b>-etaj pilot (driver)</b>	etaj care excită etajul final (de putere)
<b>-clasă de funcționare A</b>	mod de funcționare a etajului de putere în care polarizarea este făcută astfel încât curentul de repaus să aibă valoare mare, punctul static de funcționare fiind departe atât de regimul de blocare cât și de cel de saturație.
<b>etaj de putere în contratimp (push-pull)</b>	etaj realizat cu două tranzistoare care conduc pe rând, unul transmițând semialternanțele pozitive iar celălalt pe cele negative; se poate construi cu două tranzistoare complementare (unul NPN și altul PNP)
<b>-clasă de funcționare B</b>	mod de funcționare a etajului de putere în care curentul de repaus al tranzistoarelor este nul; fiecare dintre tranzistoare nu poate prelucra decât o semialternanță care îl aduce în conducție;
<b>-distorsiuni de trecere prin zero</b>	distorsiuni care apar în cazul clasei de funcționare B, deoarece atunci când valoarea instantanee a semnalului de intrare este, în modul, mai mică de 0.6 V ambele tranzistoare sunt blocate și semnalul de ieșire este nul;
<b>-distorsiuni de limitare</b>	distorsiuni care apar datorită unei excursii prea mari a potențialului ieșirii, acesta apropiindu-se de nivelurile de alimentare;
<b>-distorsiuni de liniaritate</b>	distorsiuni manifestate în absența celor de limitare, datorită neliniarității caracteristicii de transfer a tranzistoarelor;
<b>-distorsiuni armonice</b>	deformarea unui semnal sinusoidal, care conduce la apariția armonicelor (componente cu frecvența egală cu un multiplu întreg al frecvenței semnalului de intrare)
<b>-coeficientul de distorsiune pentru armonica de un anumit ordin</b>	raportul dintre amplitudinea armoniciei respective și amplitudinea fundamentalei; se exprimă în procente;
<b>-coeficientul total de distorsiuni armonice (prescurtat THD în engleză)</b>	radical din media pătratică a coeficienților de distorsiune pentru diferitele armonice măsurate la ieșire; se exprimă în procente;
<b>distorsiuni de intermodulație</b>	

- distorsiuni de intermodulație** producerea la ieșire, datorită neliniarității, a componentelor de intermodulație cu frecvențele  $mf_1 + nf_2$  ( $m$  și  $n$  întregi), atunci când la intrare este aplicată suma dintre două sinusoides cu frecvențele  $f_1$  și  $f_2$ ;
- rezistența termică** mărime ce caracterizează, în anumite condiții, conductibilitatea termică a unui mediu interpus între două corpuri ce au temperaturile  $\theta_1$  și  $\theta_2$ ; se definește prin raportul între diferența de temperatură  $\theta_2 - \theta_1$  și cantitatea de căldură schimată de corpuri în unitatea de timp (puterea transmisă prin conducție termică);
- radiator (heat sink în limba engleză)** dispozitiv mecanic, realizat din tablă sau turnat din alumiu, pe care se prinde tranzistorul în foarte bun contact termic, și care reușește să asigure între el și mediul ambiant un transfer termic bun (rezistență termică mică)

## Problemă rezolvată

Să se proiecteze un etaj de putere în contratimp care să furnizeze 30 W pe o rezistență de sarcină de 4 Ω. Alimentarea se va face de la o singură sursă iar tranzistoarele finale vor fi de tipul 2N3055 (NPN). Amplificatorul va lucra la frecvențe peste 100 Hz.

### Rezolvare

Pornim de la formula puterii maxime în condiții ideale

$$P_{\max} = \frac{V_{\text{alim}}^2}{8R_s}$$

care conduce la o valoare de 31 V pentru tensiunea de alimentare. Formula este dedusă însă cu neglijarea tensiunii de saturație a tranzistoarelor; în consecință, ne luăm o rezervă și stabilim

$$V_{\text{alim}} = 40 \text{ V.}$$

Alegerea unei tensiuni prea mari ar mări nejustificat puterea disipată pe tranzistoare deoarece puterea instantanee consumată de la sursă este produsul dintre curentul prin sarcină (prestabilit) și tensiunea de alimentare.

Din valoarea impusă a puterii (sinus) și rezistența de sarcină, rezultă valoarea efectivă a curentului prin sarcină, 2.7 A  $e_f$ ; astfel, valoarea de vîrf a curentului va fi de aproximativ 3.9 A. Factorul  $\beta$  al tranzistoarelor 2N3055 depinde de varianta aleasă, există tipuri cu  $\beta > 70$  dar oricum putem conta pe valori mai mari de 20. Rezultă ca valoarea de vîrf a curentului de bază ajunge la 200 mA; tranzistorul driver ar trebui, astfel, să manipuleze și el puteri nu tocmai mici, ceea ce este inacceptabil.

Soluția este să utilizăm în etajul final tranzistoare compuse. Alegem ca tranzistoare de putere medie (**prefinale**) tranzistoare de tipul BD cu o putere maximă de 12.5 W: BD 137 ca tranzistor npn și complementarul său pnp, BD 138. Pentru aceste tranzistoare putem alege o variantă care are un factor  $\beta$  peste 100, așa că tranzistoarele compuse vor avea factorul  $\beta$  echivalent mai mare de 2000. În consecință, valorile de vîrf ale curenților lor de bază vor fi de numai 2 mA și driverul va putea să lucreze comod la curenți de sub 100 mA.

Tranzistoarele finale 2N3055 sunt de tipul NPN. Pentru a obține un tranzistor compus de tip NPN utilizăm o conexiune Darlington BD 137-2N3055 iar pentru a ajunge la un tranzistor compus PNP realizăm o conexiune super G (Darlington complementar) BD 138- 2N3055. Circuitul nostru arată ca în Fig. 11.16. Performanțele acestor dubleți se îmbunătățesc prin cuplarea unor rezistențe între baza și emitorul tranzistoarelor finale (rezistențele  $R_6$  și  $R_7$ ). La aceste puteri valoarea rezistențelor trebuie să fie de ordinul a 50 Ω. - sute de Ω. Alegem o valoare de 100 Ω.

În scopul creșterii stabilității termice vom intercala în emitoarele tranzistoarelor compuse niște rezistențe ( $R_8$  și  $R_9$ ) de valoare mică; alegînd valori de 0.47 Ω vom pierde o zecime de putere pe aceste rezistențe (5 % pe fiecare). Astfel, fiecare va disipa 1.5 W și va trebui să aibă puterea nominală de 3 W.

Trebuie să proiectăm, de asemenea, circuitul de colector al driverului. Dacă în colector am pune o simplă rezistență ea ar apărea și în alternativ cuplată în paralel cu intrarea etajului de putere; prin ea s-ar pierde o parte din variațiile de curent produse de driver. Pentru a menține curentul alternativ care intră în bazele tranzistoarelor prefinale la valoarea necesară de 2 mA ar trebui să creștem mult curentul de repaus al driverului (peste 20 mA). Așa cum s-a arătat, există două soluții la această problemă: utilizarea unei surse de

curent sau metoda bootstrap. Sursa de curent poate fi folosită numai în cazul unei reacții negative globale; din acest motiv, alegem metoda bootstrap.

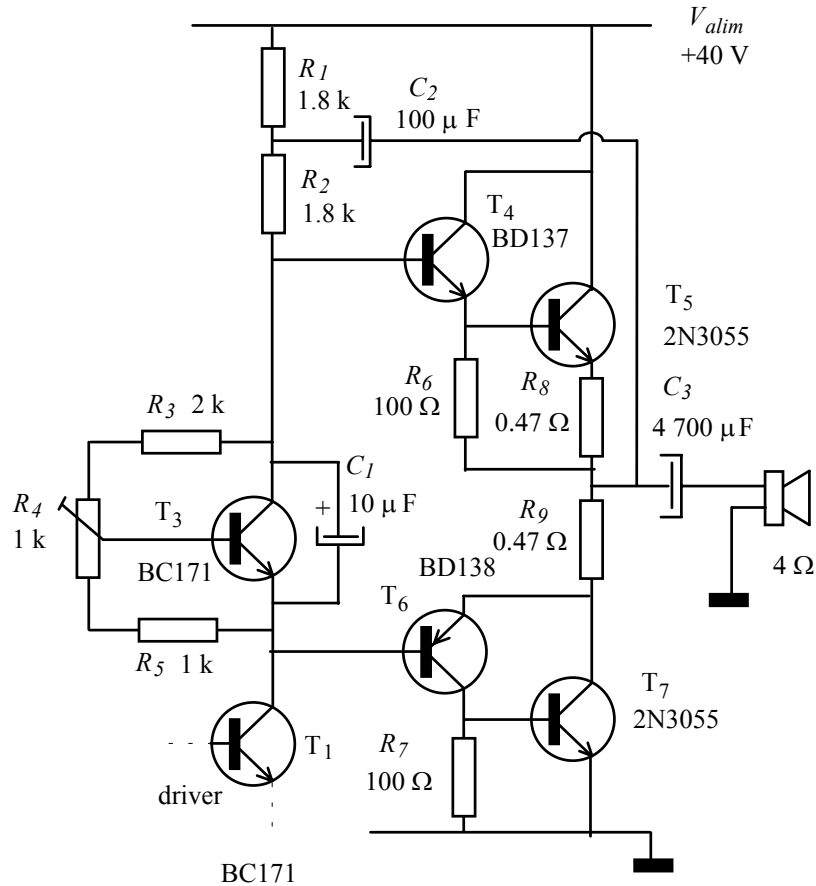


Fig. 11.16.

Cum curentul maxim cerut de baza tranzistoarelor prefinale este de 2 mA, stabilim la 5 mA curentul de repaus al tranzistorului driver. În repaus pe rezistența totală din colectorul lui trebuie să cadă 20 V, deci valoarea rezistenței va fi de 4 k $\Omega$ . Vom monta două rezistențe de 1.8 k $\Omega$  în serie la curent continuu. Între punctul lor median Q și ieșirea etajului de putere trebuie conectat condensatorul de bootstrap. La frecvența minimă de lucru, reactanța sa trebuie să fie mult mai mică decât rezistența echivalentă a punctului Q, care este de aproximativ 1 k $\Omega$  (două rezistențe de 1.8 k $\Omega$  văzute în paralel). O valoare de 100  $\mu$ F este suficientă, la 100 Hz reactanța fiind sub 20  $\Omega$ .

Pentru deschiderea incipientă a etajului final (aducerea în clasă AB) ne decidem pentru un montaj "superdiadă". El va trebui să mențină între bornele sale o tensiune constantă de aproximativ  $3 \cdot 0.6 \text{ V} = 1.8 \text{ V}$ , deoarece dubletul Darlington are tensiunea de deschidere de 1.2 V (două joncțiuni bază-emitor). Raportul între rezistențele divizorului va fi de aproximativ 2 și va fi reglat fin cu ajutorul potențiometrului semireglabil. Ca tranzistor vom alege unul de mică putere (BC 171) pentru care putem conta pe un factor  $\beta$  mai mare de 100. Curentul prin rezistențele de polarizare îl luăm în jur 0.5 mA, mult mai mare decât curentul de bază al tranzistorului (care este sub 0.05 mA). Pentru a micșora și mai mult impedanța sa, conectăm la bornele superdiodei un condensator de 10  $\mu$ F. Cum tensiunea la bornele sale va fi de numai 1.8 V, putem alege un condensator ieftin, cu tensiune nominală mică (6.3 V)



În sfârșit, alegem condensatorul de ieșire. La frecvența minimă impunem o reactanță în jur de de  $0.4 \Omega$ , ceea ce conduce la o capacitate de  $4700 \mu\text{F}$ . Pentru siguranță vom alege un condensator cu tensiunea nominală de  $63 \text{ V}$ , valoarea standardizată imediat superioară tensiunii de alimentare.

Să facem o estimare a puterii disipate pe tranzistoarele de putere. Cun randament ideal de  $78.5 \%$ , puterea dispată pe tranzistoare este de  $27 \%$  din cea utilă, adică  $8 \text{ W}$ . Randamentul va fi, însă, mai mic deoarece potențialul ieșirii nu ajunge chiar la tensiunea alimentării sau la masă. Din  $20 \text{ V}$  amplitudine în cazul ideal, noi am mizat numai pe aproape  $16$ . Factorul  $\lambda$  din formula randamentului este în acest caz  $\lambda = 16/20 = 0.8$  ceea ce conduce la o valoare mai realistă a randamentului, de  $62.8$ . Cu aceasta, pe tranzistoare se disipă  $18 \text{ W}$ , adică  $9 \text{ W}$  pe tranzistor.

Contînd pe o temperatură ambiantă de maximum  $50^\circ\text{C}$  și admițînd o temperatură a joncțiunii de cel mult  $150^\circ\text{C}$ , rezistența termică totală între joncțiune și ambiant trebuie să fie mai mică decît  $(150^\circ\text{C} - 50^\circ\text{C})/9 \text{ W} = 11 \text{ }^\circ\text{C}/\text{W}$ . Această rezistență este combinația serie a rezistențelor joncțiune-capsulă, capsulă-radiator și radiator-ambiant. Rezistența termică între joncțiune și capsulă este, la tranzistoarele  $2\text{N}3055$ , de  $1.5 \text{ }^\circ\text{C}/\text{W}$ . La montarea unei capsule  $\text{TO}3$  pe radiator, cu izolator și pastă conductoare termic, rezistența termică a contactului este în jur de  $0.3 \text{ }^\circ\text{C}/\text{W}$ . Mai rămîn pentru rezistența termică radiator ambiant cam  $9 \text{ }^\circ\text{C}/\text{W}$ . Cu această valoare trebuie să pornim la alegerea unui radiator.

## Probleme propuse

**P 11.1.** Aveți la dispoziție un difuzor cu impedanța de  $4 \Omega$ , de putere suficientă, și alimentarea oferită de o baterie de automobil (mizați pe  $12 \text{ V}$ ). Ce putere maximă (sinus) veți putea obține cu un etaj de putere în contratimp dacă tranzistoarele ar avea tensiunea de saturație nulă ?

**P 11.2.** La valoarea de vîrf a curentului, necesară în circuitul din problema precedentă, tranzistoarele pe care le veți utiliza au o tensiune de saturație de aproximativ  $1 \text{ V}$ . Corecțați estimarea puterii maxime pe care ați realizat-o la problema precedentă.

**P 11.3.** Estimați disipația maximă de putere pe fiecare din tranzistoarele etajului în contratimp de la problema anterioară. Dacă tranzistoarele sunt de tipul 2N3055 (capsulă TO3,  $117 \text{ W}$  putere maximă), calculați ce rezistență termică radiator-ambient maximă trebuie să aibă radiatorul fiecărui tranzistor, în condițiile în care temperatura aerului din habitacul poate ajunge la  $60^\circ \text{ C}$ .

**P 11.4.** Banda de frecvență pe care trebuie să funcționeze amplificatorul este între  $20 \text{ Hz}$  și  $20 \text{ kHz}$  (banda audio). Calculați capacitatea necesară pentru condensatorul de ieșire. Alegeți pentru el o tensiune nominală sigură. Care va fi valoarea maximă a curentului de vîrf ce va trece prin terminalele condensatorului ?

**P 11.5.** Puterea pe care o puteți obține (problemele P 11.1 și P 11.2) este insuficientă. O rezolvare a acestei dificultăți o constituie legarea difuzorului între ieșirile a două amplificatoare identice, fiecare din ele alimentat între masă și  $+12 \text{ V}$  (Fig. 11.17 ). La intrarea celor două amplificatoare se aplică semnale în antifază; o asemenea configurație este numită, uneori, punte.

Calculați care este puterea maximă (sinus) care se poate obține acum (neglijați din nou tensiunea de saturație a tranzistoarelor de putere). Ce avantaj mai prezintă această configurație în comparație cu un singur etaj în contratimp alimentat tot între masă și  $+12 \text{ V}$  ?

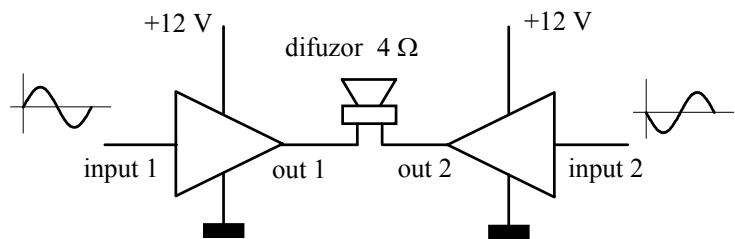


Fig. 11.17.

## Lucrare experimentală

### Experimentul 1. Amplificatorul de putere în contratimp; clasa B de funcționare

Aveți pe planșetă un etaj final în contratimp realizat cu tranzistoare complementare (Fig. 11.18); el este alimentat **diferențial** de la două surse de tensiune continuă, cu + 5 V și, respectiv, - 5 V, față de masă. Polarizarea etajului (aducerea în clasa de funcționare AB) este realizată cu o soluție clasică: diodele  $D_1$  și  $D_2$  în serie cu rezistorul  $R_2$ . Rezistoarele  $R_1$  și  $R_2$  au valori egale, astfel încât potențialele celor două baze sînt menținute **simetric** deasupra și, respectiv, sub nivelul masei.

Pentru a modifica gradual deschiderea (în repaus) a tranzistoarelor a fost montat potențiometrul Pot. ca rezistență reglabilă; el scurtcircuitează, mai mult sau mai puțin, ramura  $D_1$ ,  $D_2$ ,  $R_2$ , ducînd punctul de funcționare spre clasa B. Cînd rezistența potențiometrului ajunge la zero, bazele sunt la același potențial și etajul funcționează în clasă B.

În acest experiment veți investiga funcționarea etajului în clasă B. Duceți potențiometrul Pot 1 în poziția extremă (în sens trigonometric); pentru a fi siguri că etajul este în clasă B legați, totuși, un fir între punctele M și N.

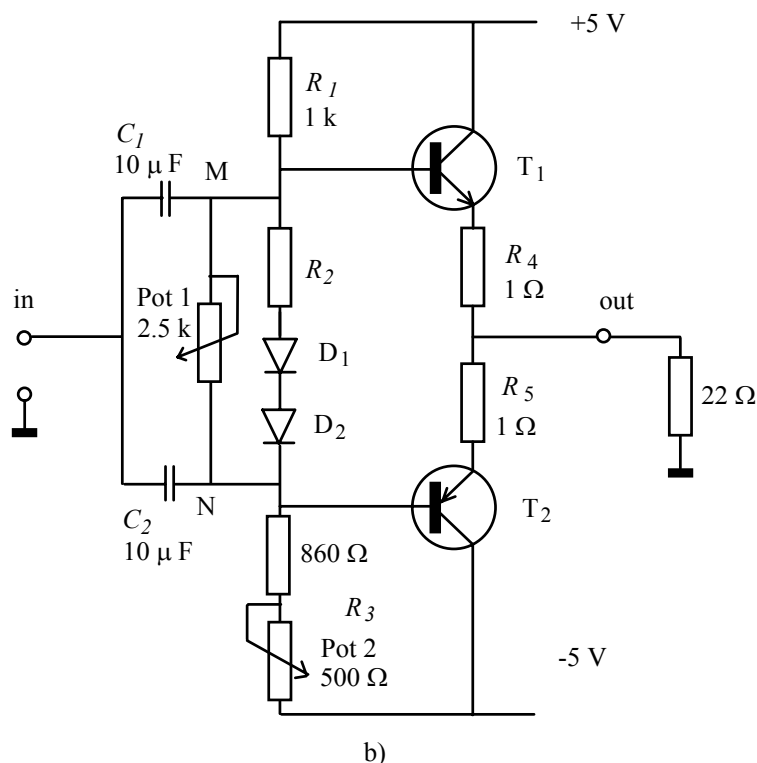


Fig. 11.18.

#### a) Regimul de repaus

Alimentați planșeta, fără să conectați la intrare vreun generator de semnal. Vizualizați cu un osciloscop, a cărui intrare este conectată **în curent continuu**, potențialele de repaus. Vizualizați mai întâi nivelurile de alimentare și nivelul masei (referința de potențial). Rotiți apoi potențiometrul Pot 2 pînă cînd potențialul ieșirii ajunge la zero. Cît este potențialul comun al bazelor ? Notați-vă această valoare.

Curenții prin tranzistoare nu pot fi deduși direct numai din curentul sarcinii (un curent poate trece între alimentarea pozitivă și cea negativă, prin tranzistoare, ocolind rezistența de sarcină). Pentru a fi siguri de

valoarea curenților prin tranzistoare **măsurăți-i direct**, intercalând un miliampermetru în colectoarele tranzistoarelor. Formulați în scris o concluzie asupra regimului de repaus în clasa B de funcționare.

### b) Distorsiunile de trecere prin zero

Veți excita acum etajul de putere cu un semnal alternativ. Condensatoarele  $C_1$  și  $C_2$  blochează eventuala componentă continuă produsă de generator, pentru ca aceasta să nu afecteze regimul de repaus al etajului. Aveți realizat pe planșetă un generator de semnal triunghiular, cu frecvența de 1 kHz. Reglați amplitudinea la  $4 V_{VV}$  și excitați cu acest semnal intrarea etajului de putere ca în Fig. 11.19; condensatoarele au capacitățile suficient de mari pentru ca distorsionarea triunghiurilor produsă de ele să fie neglijabilă. Vizualizați cu osciloscopul forma semnalului de intrare și pe aceea a semnalului de ieșire. Desenați-le și încercați să explicați de ce sunt diferite.

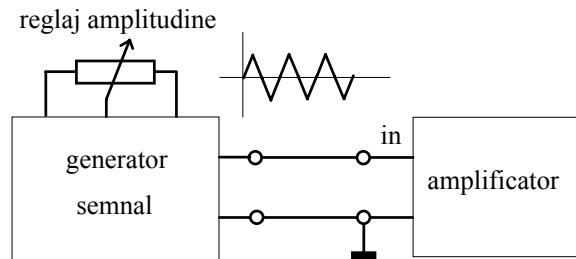


Fig. 11.19.

### c) Caracteristica de transfer (intrare-ieșire)

Încercați acum să vizualizați cu osciloscopul dependența între tensiunea de ieșire și cea de intrare. Pentru aceasta, treceți osciloscopul în modul de funcționare XY, aplicați la intrarea Y semnalul de ieșire iar la intrarea X pe cel de intrare. Desfaceți pentru moment generatorul de semnal de la intrare, aducând amplificatorul în regimul de repaus, și aranjați din butoanele de poziție ale osciloscopului ca punctul luminos să fie în originea axelor X și Y (mijlocul ecranului). Aplicați din nou semnalul și stabiliți pentru canalul X o sensibilitate adecvată. Desenați pe caiet caracteristica de transfer obținută. Explicați forma ei la trecerea prin origine. Stabiliți o legătură între aceasta și distorsiunile de trecere prin zero. Păstrați configurația montajului pentru experimentul următor.

## Experimentul 2. Amplificatorul de putere în contratimp; clasa de funcționare AB

### a) Modificarea caracteristicii de transfer

Desfaceți firul cu care ați legat între ele bazele tranzistoarelor (punctele M și N). Rotiți încet în sens orar potențiometrul Pot 1, aducând din ce în ce mai mult tranzistoarele în conducție, și observați ce se întâmplă cu forma caracteristicii de transfer (dacă este necesar, măriți sensibilitatea osciloscopului pentru a observa mai bine regiunea din jurul originii). Lăsați potențiometrul la o valoare la care caracteristica de transfer se apropie cât mai mult de o linie dreaptă și desenați din nou caracteristica de transfer.

Reveniți cu osciloscopul la modul de funcționare Y în funcție de timp și desenați forma semnalului de la ieșire. Ce s-a întâmplat cu distorsiunile de trecere prin zero? De ce?

Dacă este nevoie, reglați din nou cu Pot 2 potențialul ieșirii la nivelul zero, **în absența semnalului**.

### b) Regimul de repaus

Diminuarea distorsiunilor de trecere prin zero a fost realizată cu un anumit preț. Desfaceți legătura la generatorul de semnal și măsurați **curenții de repaus** ai tranzistoarelor. Faceți o comparație cu funcționarea în clasă B. Cu valorile măsurate, calculați puterea disipată **în repaus** pe fiecare din tranzistoarele etajului de putere.

### Experimentul 3. Distorsiunile de limitare

Măriți acum nivelul de la generatorul de semnal și observați ce se întâmplă cu forma de undă de la ieșire. Desenați-o pe caiet și explicați de ce potențialul ieșirii nu poate urca peste nivelul alimentării pozitive și nu poate coborî sub nivelul alimentării negative (aduceți-vă aminte de existența joncțiunii baza-colector).

Determinați mai precis nivelurile la care apare limitarea tensiunii de ieșire. Sunt ele **identice** cu valorile tensiunilor de alimentare? Calculați diferențele și explicați existența acestora.

### Experimentul 4. Randamentul în regim sinusoidal

Excitați acum amplificatorul de putere cu un semnal sinusoidal (de frecvență în jurul a 1 kHz) obținut de la un generator extern. Stabiliți nivelul la ieșire în jur de  $2 V_{VV}$ . Puterea utilă este cea debitată pe sarcină. Acolo tensiunea este sinusoidală iar rezistența nu introduce un defazaj între curent și tensiune. Puteți astfel calcula puterea utilă (medie) cu formula  $V_{ef}^2 / R_S$ ; măsurați cu osciloscopul tensiunea **vîrf la vîrf**, de aici deduceți **amplitudinea sinusoidalei** și apoi **tensiunea efectivă**.

Puterea consumată este cea furnizată de sursele de alimentare. Cum funcționarea este simetrică pe cele două semialternanțe iar sursele au aceeași valoare a tensiunii, puteți câștiga timp **măsurînd puterea unei singure surse și înmulțind apoi cu doi**. Trebuie să măsurăm o putere medie, adică  $\overline{U(t) \cdot I(t)}$ ; din fericire, tensiunea sursa menține tensiunea constantă așa că media este  $V_A \overline{I_A(t)}$ . Un ampermetru clasic (fără amplificator) efectuează automat media la măsurătorile în curent continuu, datorită inerției mecanice a bobinei și acului. Astfel, nu avem decît să măsurăm curentul de alimentare și să-l înmulțim cu tensiunea sursei.

Cu puterile măsurate, calculați randamentul. Notați și la ce nivel al tensiunii de ieșire a fost el determinat. Reluați apoi măsurătorile la mai multe niveluri ale semnalului (asigurîndu-vă că nu au apărut distorsiuni de limitare) și studiați **dependența randamentului de nivelul de la ieșire**.

Ați observat că randamentul crește cu mărirea nivelului de ieșire. Stabiliți-l acum la valoarea maximă, la limita apariției distorsiunilor de limitare. Măsurați, în aceste condiții, **randamentul maxim la semnal sinusoidal**.

Reprezentați grafic randamentul în funcție de amplitudinea semnalului de ieșire. Ați văzut că potențialul ieșirii nu poate ajunge chiar la valorile tensiunilor de alimentare. Cît ar fi fost randamentul dacă acest lucru ar fi fost posibil? (extrapolați graficul)

### Experimentul 5. Distorsionarea semnalului sinusoidal; reprezentarea spectrală

#### a) Spectrul semnalului distorsionat

După cum știți, orice semnal descris de o funcție periodică cu frecvența  $f_0$  poate fi reprezentat printr-o sumă infinită de funcții sinusoidale, termenii sumei avînd frecvențele multiplii întregi ai lui  $f_0$ . Această reprezentare poartă numele de **serie Fourier**, componentele sinusoidale (armonice) formînd **spectrul semnalului**. Termenul de ordin zero este constant și este media funcției periodice. Termenul de ordinul 1 are chiar frecvența  $\omega_0$  a semnalului original și este **componenta fundamentală**. Ceilați termeni, de ordinul 2, 3, ..., cu frecvențele  $2f_0, 3f_0, \dots$ , sunt **armonicele de ordinul 2, 3, ... etc.**

Să excităm etajul de putere cu un semnal sinusoidal de frecvență  $f_0 = 1$  kHz. Evident, seria sa Fourier conține numai fundamentala, toate celelalte armonice fiind nule. Semnalul de ieșire este, însă, în general, **distorsionat**. Cu alte cuvinte, semnalul de ieșire, deși rămîne în continuare periodic cu aceeași frecvență, **nu**

mai este sinusoidal; în consecință în spectrul să vor apărea și armonice superioare (cu frecvențe de 2 kHz, 3 kHz, 4 kHz, etc.).

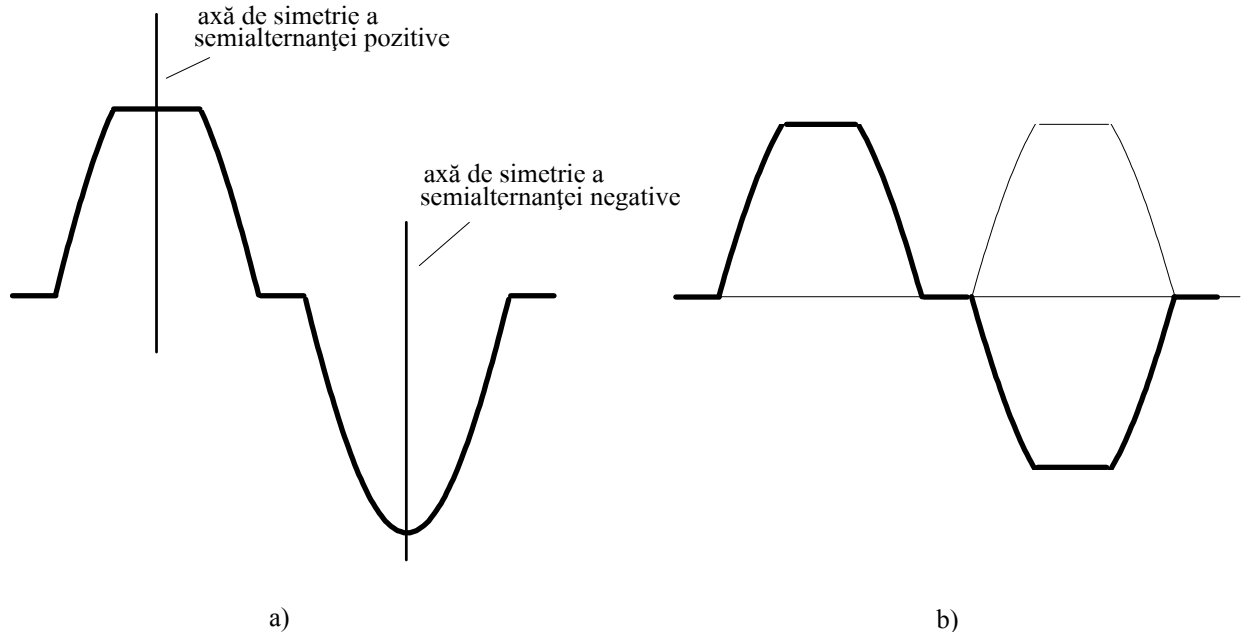


Fig. 11.20

Datorită funcționării cuasistatice a etajului (frecvența semnalului mult sub sub frecvența de tăiere) semnalul distorsionat are pe fiecare semialternanță o axă de simetrie poziționată ca în Fig. 11.20 a). În plus, datorită simetriei etajului, dacă potențialul de repaus al ieșirii este reglat corect, formele celor două semialternanțe sunt simetrice față de axa orizontală, ca în desenul b). Aceste două proprietăți de simetrie au drept consecință valoarea nulă a armonicilor de ordin par (0,2,4,6,...). **Spectrul semnalului distorsionat conține, deci, numai fundamentala și armonici impare.**

Veți utiliza pentru vizualizarea spectrului un **analizor de spectru** realizat cu un calculator personal. Semnalul de la ieșire este prelevat de placa de sunet, transformat într-o secvență de numere (eșantionat și digitizat) și apoi, pe intervale de timp de o anumită durată, se calculează în mod repetat spectrul semnalului. Astfel, puteți urmări în timp real, chiar **modificarea spectrului semnalului**.

Excitați etajul (care funcționează aproape liniar, fiind în clasă AB) de la un generator de semnal sinusoidal. Începeți prin vizualizarea spectrului semnalului de intrare. Modificați frecvența generatorului și urmăriți deplasarea liniei în spectru. Rămâneți cu frecvența la 1 kHz. Modificați și amplitudinea de la generator și verificați că linia spectrală își modifică și ea amplitudinea. Stabiliți amplitudinea de intrare la o valoare mare, dar care nu aduce în limitare etajul de amplificare.

Legeți acum analizorul de spectru la ieșire, unde aveți conectat și osciloscopul. Cum arată spectrul semnalului de ieșire? Notați amplitudinea fundamentalei și a primelor armonice. Estimați coeficientul de distorsiune (raportul de amplitudini între armonică și fundamentală) pentru armonicile de ordinul 3, 5 și 7. Calculați apoi coeficientul **total** pentru aceste armonice.

Rotiți acum potențiometrul Pot. în sens trigonometric, aducând gradual etajul în clasă B, și observați ce se întâmplă cu forma semnalului de la ieșire și cu spectrul său. Desenați spectrul și notați amplitudinea fundamentalei și a primelor armonice. Există armonice pare? Estimați din nou coeficientul de distorsiune pentru armonicile de ordinul 3, 5 și 7 și calculați apoi coeficientul **total** pentru aceste armonice.

Măriți acum semnalul de la intrare, evitând apariția distorsiunilor de limitare. Măsurați din nou coeficientul de distorsiuni. Când sunt mai importante distorsiunile de trecere prin zero?

Rotiți potențiometrul astfel încât să micșorați cât mai mult armonicele datorate distorsiunilor de trecere prin zero. Apoi măriți semnalul de la intrare la  $14 V_{VV}$ , aducând amplificatorul în limitare. Ce se întâmplă cu spectrul semnalului? Măsurăți coeficientul de distorsiuni.

## Experimentul 6. Distorsiuni de intermodulație

La frecvențe nu foarte mari, tranzistoarele pot fi privite ca dispozitive fără memorie și funcționarea lor poate fi înțeleasă pornind de la caracteristica statică de transfer. După cum știți, aceasta nu este liniară; dezvoltând-o în serie de puteri în jurul lui zero (regimul de repaus) avem

$$V_{out} = a_1 V_{in} + a_2 V_{in}^2 + \dots$$

Dacă la intrare se aplică un semnal ce conține două componente sinusoidale de frecvențe diferite  $\omega_1$  și  $\omega_2$ , termenul care are puterea a doua în relația precedentă va produce în semnalul de ieșire  $V_{out}$  un termen în  $\cos(2\pi f_1 t) \cdot \cos(2\pi f_2 t)$ . Or un produs de acest fel se descompune în doi termeni, unul în  $\cos[2\pi(f_1 + f_2)t]$  iar celălalt în  $\cos[2\pi(f_1 - f_2)t]$ . Datorită neliniarității etajului, în spectrul semnalului de ieșire apar linii spectrale suplimentare la frecvențele  $f_1 + f_2$  și  $|f_1 - f_2|$ . Când se iau în considerație și termenii superiori din dezvoltarea în serie anterioară, se ajunge la componente spectrale de frecvență  $mf_1 + nf_2$ , cu  $m$  și  $n$  numere întregi. Acest fenomen se numește **intermodulație**.

Veți începe experimentul în cazul funcționării în clasă AB, când caracteristica de transfer este aproape liniară (potențiometrul Pot 1 la valoarea maximă). Aplicați la intrarea etajului, prin intermediul a două rezistoare de  $1 k\Omega$ , semnalele de la două generatoare de semnal sinusoidal, ca în Fig. 11.21. Stabiliți la  $1 kHz$  și respectiv  $1.5 kHz$  frecvențele lor. Reglați apoi generatoarele de semnal astfel încât amplitudinile **măsurate chiar la bornele lor** să fie egale și de aproximativ  $4 V_{VV}$ .

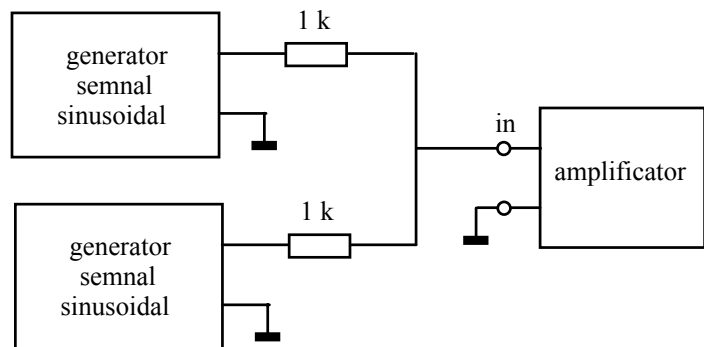


Fig. 11.21.

Procedați apoi ca în experimentul precedent și observați spectrul semnalului de la ieșire. În afara liniilor de la  $1 kHz$  și  $1.5 kHz$  (ale semnalului de intrare) veți mai găsi armonicele acestor frecvențe dar cu amplitudini foarte mici. Armonicele primei linii sunt situate la  $2 kHz$ ,  $3 kHz$ ,  $4 kHz$ , .... pe când armonicele celei de-a doua vor fi la  $3 kHz$ ,  $4.5 kHz$ ,  $6 kHz$ , ....

Treceți acum treptat modul de funcționare spre clasa B, rotind rezistența reglabilă Pot 1 spre valori mici. Observați creșterea amplitudinilor armonicelor, datorită neliniarității etajului. Există și alte linii spectrale în afara armonicelor amintite în paragraful anterior? Căutați, în primul rând la  $0.5 kHz$  și  $2.5 kHz$ . Explicați apariția acestora. Găsiți și alte linii care nu sunt armonice ale frecvențelor celor două generatoare și verificați că frecvența lor îndeplinește  $f = mf_1 + nf_2$ , cu  $m$  și  $n$  numere întregi.

## Pagină distractivă

Am studiat în capitolul anterior repetorul pe emitor. Am arătat acolo că, în absența unei alte sarcini cuplate la ieșire, impedanța de intrare privind în baza tranzistorului este valoarea rezistenței  $R_E$  din emitor înmulțită cu factorul  $\beta$  al tranzistorului  $Z_{inB} = \beta R_E$  iar amplificarea în tensiune este aproximativ  $A \cong 1 - 25 \text{ mV}/V_E$  unde  $V_E$  este potențialul de repaus al emitorului.

Vom vedea în continuare cam ce probleme propun și rezolvă unii concetățeni de-ai noștri, autori de culegeri de probleme <sup>1</sup>.

### PROBLEMA 3.3

Folosind descrierea tranzistorului prin *parametrii*  $h_{*e}$ , să se găsească expresiile amplificării în tensiune și impedanța de intrare a circuitului din figura 3.3, conexiunea CC.

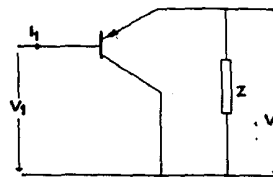


Fig. 3.3 a

Concluzia rezolvării propuse (pe care nu o mai reproducem) este:

Din relațiile scrise mai sus rezultă :

$$Z_i = \frac{V_1}{I_1} = h_{ie} + (1 + h_{fe})(1 - h_{re})Z^x \approx h_{ie} + (1 + h_{fe})Z = 102 \text{ k}\Omega ;$$

$$A = \frac{V_2}{V_1} = \frac{(1 + h_{fe})Z^x}{h_{ie} + (1 + h_{fe})(1 - h_{re})Z^x} \approx \frac{(1 + h_{fe})Z}{h_{ie} + (1 + h_{fe})Z} \approx 0.98 .$$

Care va să zică, impedanța de intrare în bază este fix  $102 \text{ k}\Omega$  indiferent de factorul de amplificare al tranzistorului și de impedanța (notată cu  $Z$ ) din emitor. Felicitări, domnule profesor, nici vrăjitoarea Omida nu ar fi dedus mai mult din formulele acelea cu parametri hibridi.

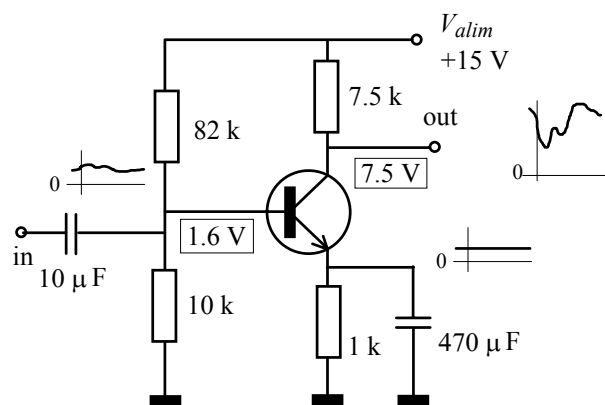
Mai mult, amplificarea este în viziunea autorului independentă de punctul de funcționare al etajului. Ghiocul acestuia se oprește la valoarea 0.98.

Puțin mai departe (pag. 101), pornind de la  $\beta = 100$ , și  $R_E = 2 \text{ k}\Omega$  autorul de care ne ocupăm calculează impedanța de intrare în baza unui tranzistor ca fiind egală cu, țineți-vă bine,  $203.53 \text{ k}\Omega$ . Luând în considerație și divizorul de polarizare, impedanța de intrare în amplificator îi rezultă a fi  $7.233 \text{ k}\Omega$ . O precizie relativă a rezultatului de  $10^{-4}$ , când datele de intrare au în cel mai fericit caz o precizie de 1%, nu ar putea obține nici Dumnezeu. Domnul profesor poate.

<sup>1</sup>Dănilă Cerbulescu, "Dispozitive și circuite electronice - Culegere de probleme, vol. 1", Ed. Didactică și Pedagogică, București, 1995, pag. 92.



## Amplificatorul cu emitor comun



- A. Amplificatorul cu sarcină distribuită (emitor comun degenerat) 154
  - B. Amplificatorul cu emitorul la masă (emitor comun nedegenerat) 156
  - C. Cît de mare poate să fie excursia de tensiune ? 161
  - D. Proiectarea unui amplificator cu emitor comun 164
- Problemă rezolvată 169, probleme propuse 171
- Lucrare experimentală 174

Am văzut că repetoarele de tensiune (pe emitor sau pe sursă, după tipul cum tranzistorul este bipolar sau cu efect de câmp) efectuează adaptarea între impedanța mare a generatorului de semnal și impedanța mică a sarcinii. Din păcate, ele nu pot decât să repete semnalul de la intrare, în timp ce în majoritatea aplicațiilor avem nevoie să amplificăm variațiile de tensiune. De exemplu, semnalul bioelectric generat de inimă, pe care dorim să-l vizualizăm, are amplitudini sub 1 mV iar pentru ca spotul osciloscopului să devieze cu 1 cm este necesară o variație de tensiune pe plăcile de deflexie de ordinul a 100 V. Ne-ar trebui, în acest caz, o amplificare globală de cel puțin 100 000 !

Pentru că oferă o amplificare mare de tensiune,

cel mai frecvent utilizat etaj cu un singur tranzistor bipolar este amplificatorul cu emitor comun.

### A. Amplificatorul cu sarcină distribuită (emitor comun degenerat)

O variantă de amplificator cu emitor comun este prezentată în Fig. 12.1. Generatorul de semnal, cuplat capacitiv, produce variații ale potențialului bazei iar ca semnal de ieșire este considerat potențialul colectorului. Emitorul (deși nu este legat la masă) este comun ochiurilor de intrare și de ieșire, ceea ce justifică numele de **amplificator cu emitor comun**. Pentru a-l distinge de o altă variantă, se adaugă adesea "degenerat în emitor" sau "cu rezistență în emitor". În literatura de limbă română el mai este cunoscut și ca **amplificator cu sarcină distribuită**, deoarece curentul comandat trece atât prin  $R_C$  cât și prin  $R_E$ , ca și cum sarcina ar fi distribuită.

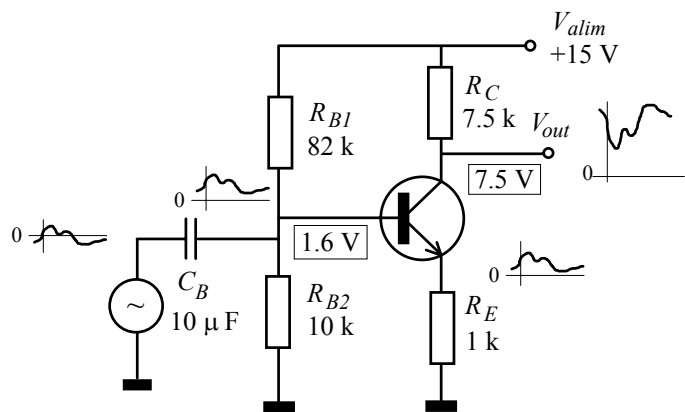


Fig. 12.1. Amplificator cu emitor comun degenerat (cu sarcină distribuită).

Atunci când am studiat stabilitatea termică a punctului de funcționare și independența sa în raport cu factorul de amplificare  $\beta$  al tranzistorului, am arătat că pe rezistența  $R_E$  din emitor trebuie să cadă în repaus cel puțin 1-2 V. Același curent străbate și rezistența de colector și, cum pe ea căderea de tensiune este de ordinul  $V_{alim}/2$  iar tensiunea de alimentare nu depășește, de regulă, 40-50 V,

în practică, la etajul cu sarcină distribuită raportul  $R_C/R_E$  este cuprins aproximativ între 1 și 25.

Vom vedea imediat că aceasta are consecințe asupra amplificării maxime pe care o poate furniza acest amplificator.

Funcționarea sa poate fi înțeleasă ușor dacă recunoaștem o configurație de sursă de curent comandată, care are ca sarcină rezistența  $R_C$  (vezi Capitolul 4, secțiunea 4.1.G). După cum știm, tensiunea bază-emitor este practic constantă, potențialul emitorului urmărind potențialul bazei, cu aproximativ 0.6 V mai jos. Astfel, variațiile de tensiune ale bazei, produse de generatorul de semnal cuplat capacitiv, determină variațiile curentului de emitor

$$\Delta I_E = \frac{\Delta V_B}{R_E}. \quad (12.1)$$

Acestea sunt practic egale cu variațiile curentului de colector. Din expresia potențialului colectorului,  $V_C = V_{alim} - I_C R_C$ , deducem imediat că la ieșirea amplificatorului avem

$$\Delta V_C = -\frac{R_C}{R_E} \Delta V_B. \quad (12.2)$$

Amplificarea circuitului este, deci,

$$A = -\frac{R_C}{R_E} \quad (12.3)$$

semnul - arătînd că variațiile de la ieșire sunt opuse ca sens celor de la intrare; circuitul este un **amplificator inversor**.

Pentru amplificatorul cu sacină distribuită, amplificarea este negativă și egală în modul cu raportul dintre rezistența de colector și cea din emitor; din considerentele prezentate mai sus, modulul amplificării nu poate fi prea mare (pînă pe la 25).

Faptul că **amplificarea depinde numai de valorile rezistențelor** este deosebit de important, deoarece rezistențele sunt disponibile în game de toleranță foarte strînsă și pot fi ajustate, proprietăți de neimaginat pentru factorul  $\beta$  al tranzistorului.

Dacă utilizăm pentru tranzistor modelul mai exact, cu  $r_e$ , prezentat la Capitolul 10, secțiunea 10.1.B, rezistența dinamică  $r_e$ , apare în serie cu  $R_E$ , așa cum se poate vedea în Fig. 12.2. Noua expresie a amplificării se obține ca

$$A = -\frac{R_C}{R_E + r_e} = -\frac{R_C}{R_E} \cdot \frac{1}{1 + r_e/R_E}; \quad (12.4)$$

cum  $r_e/R_E = 25 \text{ mV}/V_E$  este mult mai mic decît unitatea, al doilea factor din expresia (12.4) are valoarea aproximativă  $(1 - 25 \text{ mV}/V_E)$ . Deoarece din necesități de stabilitate termică tensiunea pierdută pe rezistența din emitor trebuie să fie de cel puțin 1-2 V, modulul amplificării "corectate", dată de relația (12.4) este cu 1-2 % mai mic decît cel prezis de formula simplă  $A = -R_C/R_E$ . Dacă nu cunoaștem valorile rezistențelor cu o precizie mai bună de +/- 5 % (și, în cele mai multe cazuri, nu le cunoaștem decît cu +/- 10 %), nu merită să mai ținem seama de rezistența dinamică  $r_e$ , considerînd-o nulă.

Impedanța de intrare în baza tranzistorului se calculează prin aceeași metodă utilizată la repetorul pe emitor; deoarece curentul de bază este de  $\beta$  ori mai mic decît cel de emitor, combinația serie  $R_E + r_e \cong R_E$  este văzută ca fiind de  $\beta$  ori mai mare

$$Z_{in B} = \Delta V_B / \Delta I_B \cong \beta R_E \quad (12.5)$$

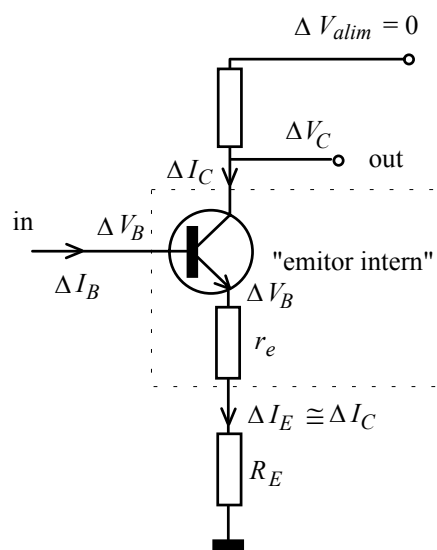


Fig. 12.2. Calculul amplificării utilizînd modelul cu  $r_e$  al tranzistorului.

Prezența divizorului rezistiv micșorează însă impedanța de intrare în amplificator. Am văzut că, din necesități de stabilitate termică și desensibilizare a punctului de funcționare în raport cu împrăștierea lui  $\beta$ , rezistența echivalentă a divizorului se alege cam o zecime din  $\beta R_E$ . Astfel, divizorul rezistiv face ca impedanța de intrare în amplificator,  $Z_{in}$ , să fie de aproximativ 10 ori mai mică decât valoarea  $Z_{inB}$ . Putem considera că impedanța de intrare a amplificatorului cu sarcină distribuită este practic egală cu rezistența echivalentă a divizorului de polarizare.

Impedanța de intrare a amplificatorului cu sarcină distribuită nu este afectată de prezența rezistenței de colector; valoarea impedanței de intrare este dictată practic de rezistența echivalentă a divizorului de polarizare.

După cum știm, în regiunea activă colectorul tranzistorului se comportă ca o sursă de curent aproape ideală. Din acest motiv, privind înspre nodul colectorului vedem rezistența  $R_C$  în paralel cu impedanța sursei de curent, care are valori mult mai mari decât  $R_C$ . Astfel, impedanța de ieșire a etajului este dictată de rezistența din colector

$$\boxed{Z_{out} = R_C} \quad (12.6)$$

Impedanța de ieșire pentru amplificatorul cu sarcină distribuită este egală practic cu valoarea rezistenței de colector, de ordinul 1-10 k $\Omega$ .

Dacă la ieșire se cuplează capacitiv rezistența de sarcină  $R_S$ , putem calcula noua amplificare prin două metode. În prima, trebuie să înlocuim în formula amplificării pe  $R_C$  cu rezistența echivalentă a grupării paralel ( $R_C, R_S$ ). A doua alternativă este să ținem seama de impedanța de ieșire și să corectăm amplificarea cu un factor datorat divizorului de tensiune format de  $R_S$  și  $Z_{out}$  (Fig. 12.3). Prin oricare din metode obținem

$$\boxed{A = -\frac{R_C}{R_E} \frac{R_S}{R_S + R_C}} \quad (12.7)$$

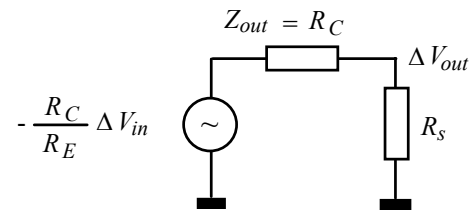


Fig. 12.3. Calculul amplificării în cazul unei sarcini cuplate capacitiv în colector.

Așa cum spuneam, cu acest tip de etaj nu se pot obține amplificări mai mari decât dacă mărim exagerat tensiunea de alimentare sau sacrificăm stabilitatea termică. În această situație, se preferă utilizarea unei alte variante de amplificator cu emitor comun, care este descrisă în continuare..

## B. Amplificatorul cu emitorul la masă (emitor comun nedegenerat)

În multe aplicații avem nevoie de amplificări mari, pe care amplificatorul cu sarcină distribuită nu poate să le ofere. Dacă am lega, pur și simplu, emitorul la masă, ca în Fig. 12.4 a),  $R_E$  ar deveni zero și am obține, conform relației  $|A| = R_C / (R_E + r_e)$  o amplificare maximă. Deși prezent în mai toate textele de electronică, **acest circuit trebuie evitat**. Am arătat în Cap. 8, când am studiat diferitele circuite de polarizare, că în acest caz curentul de colector este foarte sensibil la modificările factorului  $\beta$  și ale temperaturii. Pentru

eliminarea acestor inconveniente, prezența unui rezistor în emitor, pe care să cadă în repaus o tensiune de 1-2 V, este obligatorie.

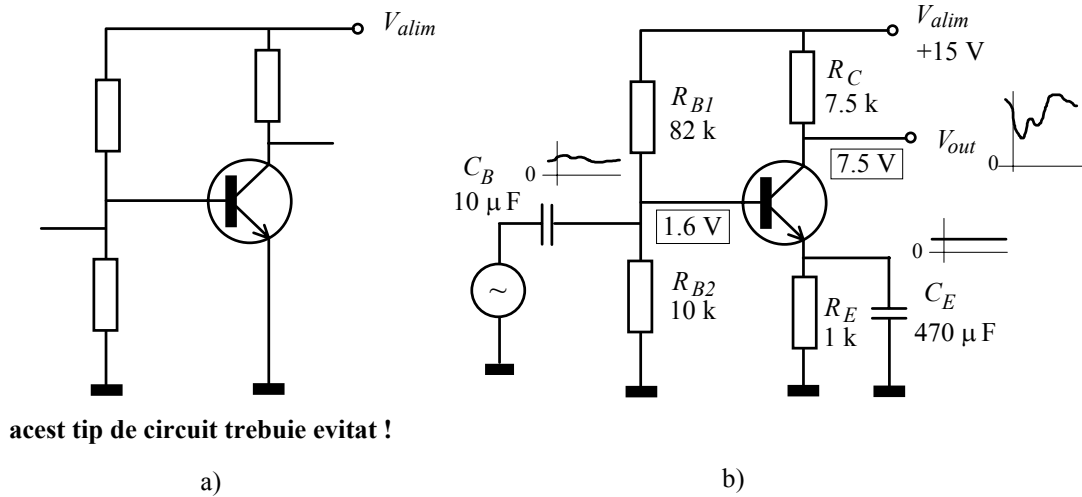


Fig. 12.4. Amplificatoare cu emitorul la masă, în curent continuu (a) și în curent alternativ (b) .

Soluția este să păstrăm rezistența  $R_E$  vizibilă în curent continuu (variațiile de temperatură sunt extrem de lente în comparație cu semnalele care trebuie amplificate) dar să o scurtcircuităm la frecvențele la care lucrează amplificatorul (Fig. 12.4 b). În jargon se spune că rezistența  $R_E$  a fost "decuplată în alternativ" cu ajutorul condensatorului. Aceasta înseamnă că în curent alternativ ea dispare, fiind înlocuită cu un scurtcircuit.

Circuitul obținut este un **amplificator cu emitorul la masă (în curent alternativ)**. În calculul amplificării și impedanțelor trebuie să apară impedanțele pe care le "văd" variațiile așa că, în relația  $A = -R_C / (R_E + r_e)$ , în locul lui  $R_E$  trebuie să punem zero, deoarece această rezistență este scurtcircuitată pentru variații. Obținem atunci amplificarea

$$A = -\frac{R_C}{r_e} = -g_m R_C = -\frac{R_C I_Q}{V_T} = -\frac{R_C I_Q}{25 \text{ mV}} \tag{12.8}$$

unde  $I_Q$  este curentul de repaus al tranzistorului, în jurul căruia se efectuează aceste variații. Această relație este adevărată la frecvențele la care reactanța condensatorului  $C_E$  este mult mai mică decât rezistența dinamică  $r_e$

$$f \gg \frac{1}{2\pi r_e C_E} \tag{12.9}$$

Privind cu atenție relația (12.8) recunoaștem la numărător tensiunea de repaus pe rezistența din colector,  $V_{R_C \text{ repaus}}$  ; avem astfel relația foarte utilă

$$A = -\frac{V_{R_C \text{ repaus}}}{25 \text{ mV}} \quad (12.10)$$

În absența altei rezistențe de sarcină, amplificarea pentru amplificatorul cu emitorul la masă este egală în valoare absolută cu raportul între tensiunea de repaus pe rezistența din colector și tensiunea termică de 25 mV.

Dacă, în plus, polarizarea s-a făcut astfel încât potențialul colectorului să fie la jumătatea tensiunii de alimentare, ajungem la concluzia că amplificarea este dictată **numai de tensiunea de alimentare**

$$A = -\frac{V_{\text{alim}}}{2 \cdot 25 \text{ mV}} = -20 \cdot V_{\text{alim}} \text{ (în volți)} \quad (12.11)$$

Dacă potențialul de repaus al colectorului este la jumătatea tensiunii de alimentare și nu există altă sarcină cuplat capacitiv, amplificarea pentru amplificatorul cu emitorul la masă este egală în valoare absolută cu 20 înmulțit cu tensiunea de alimentare exprimată în volți.

Cu o tensiunea de alimentare de 10 V obținem o amplificare de 200, pe când cu o tensiune de alimentare de 40 V putem amplifica de 800 de ori variațiile de la intrare.

În deducerea formulelor pentru amplificare am considerat că tranzistorul se comportă în colector ca o sursă ideală de curent. În realitate, datorită efectului Early, sursa de curent echivalentă are o rezistență dinamică egală cu  $r_{ce} = V_{EA}/I_Q$ , unde  $V_{EA}$  este tensiunea Early, cu valori în jur de 100 V. Această rezistență apare în paralel cu rezistența  $R_C$  din colector, ca în Fig. 12.5 a), și, în formula amplificării  $A = -g_m R_C$ , trebuie să înlocuim pe  $R_C$  cu valoarea corectată

$$\frac{R_C r_{ce}}{R_C + r_{ce}} = R_C \frac{1}{1 + R_C/r_{ce}} \cong R_C (1 - R_C/r_{ce}). \quad (12.12)$$

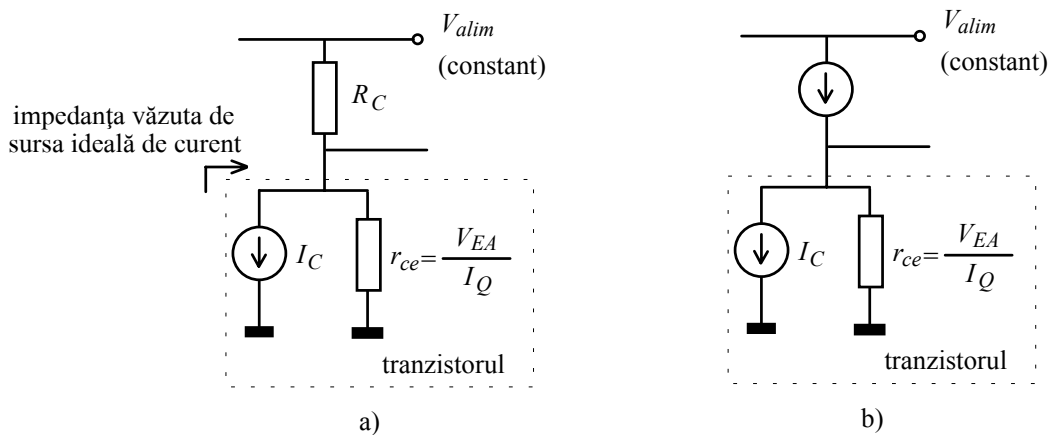


Fig. 12.5. Impedanța pe care debitează sursa ideală de curent comandată a colectorului (a) și utilizarea unei sarcini active (b).

Dar raportul celor două rezistențe, mult mai mic decât unu, poate fi exprimat simplu prin valorile regimului de repaus

$$\frac{R_C}{r_{ce}} = \frac{V_{R_C \text{ repaus}}}{I_Q} \frac{I_Q}{V_{EA}} = \frac{V_{R_C \text{ repaus}}}{V_{EA}} \quad (12.13)$$

și este de ordinul a 5-10 %. În consecință, dacă dorim o expresie mai exactă a amplificării, nu avem decât să scădem 5-10 % din valoarea rezistenței  $R_C$ , înainte de a folosi formulele pentru amplificare.. Oricum, această corecție este de ordinul de mărime al toleranței cu care cunoaștem, de cele mai multe ori, valorile rezistențelor.

O valoare mai exactă a amplificării se obține ținând seama de efectul Early, prin utilizarea în calcule a unei valori pentru rezistența  $R_C$  micșorată cu 5-10 % față de valoarea reală (raportul  $V_{R_C \text{ repaus}}/V_{EA}$ ).

Privind încă o dată la Fig. 12.5 a) și gîndindu-ne că numai rezistențele dinamice intervin în calculul amplificării, s-ar putea să găsim o cale prin care putem crește și mai mult amplificarea etajului cu emitorul la masă: înlocuirea rezistenței din colector  $R_C$  cu o sursă de curent constant (desenul b al figurii), care să furnizeze exact valoarea necesară pentru curentul de colector, dar care are o rezistență dinamică foarte mare (peste 1 M $\Omega$  putem ajunge ușor cu o sursă realizată cu un tranzistor bipolar). Combinația ei paralel cu  $r_{ce}$  este echivalentă practic cu  $r_{ce}$  (care este de cel puțin 10 ori mai mică) și, astfel, amplificarea ajunge la valori de ordinul  $V_{EA}/V_T \cong 4000$ . În jargon se spune că etajul are acum o **sarcină activă** (sursa de curent ce a înlocuit rezistența  $R_C$ ). Nimic nu se obține însă fără sacrificii: impedanța de ieșire a etajului a crescut de la cîtiva k $\Omega$  cît avea  $R_C$ , la  $r_{ce} = V_{EA}/I_Q$ , care ajunge pe la 100 k $\Omega$ ; nu mai putem conecta la ieșire decât o sarcină cu rezistența de cel puțin 1 M $\Omega$ .

În plus, mai există o dificultate: am legat în serie două surse de curent și între ele apare un conflict dacă nu sunt reglate exact la aceeași valoare. În timp, valorile ajustate cu grijă se modifică și una din surse ajunge în regim de saturație încetînd să funcționeze. Pentru a evita acest lucru, circuitul trebuie complicat cu alte etaje care să realizeze permanent echilibrarea surselor, aducînd la ordine sursa de curent rebelă. Din acest motiv, creșterea amplificării prin utilizarea unei sarcini active este utilizată aproape exclusiv în circuitele integrate, unde se poate face risipă de tranzistoare și rezistoare fără ca prețul să fie afectat sensibil.

Să ne întoarcem puțin la expresia (12.8) a amplificării  $A = -R_C I_Q / V_T$ ; începînd de acolo, pentru a obține relații ușor de aplicat în practică, am înlocuit tensiunea termică  $V_T = k_B T / e$  cu valoarea ei la temperatura camerei, care este de aproximativ 25 mV. Din această cauză nu am sesizat primul preț pe care trebuie să-l plătim pentru amplificarea mare obținută:

amplificarea etajului cu emitorul la masă depinde de temperatură; la o încălzire cu 30 de grade, amplificarea scade cu aproximativ 10 %.

Scurtcircuitarea în curent alternativ a rezistenței  $R_E$  are un efect puternic și asupra impedanței de intrare. Punînd  $R_E = 0$  în expresia (12.5), obținem impedanța de intrare **în baza tranzistorului**

$$Z_{in B} = \beta r_e = \beta \cdot 25 \text{ mV} / I_Q \quad (12.14)$$

cu un  $\beta$  de 100, avem  $2.5 \text{ k}\Omega$  la  $1 \text{ mA}$  dar numai  $250 \Omega$  la  $10 \text{ mA}$ . Impedanța de intrare a etajului este încă și mai mică, datorită rezistenței echivalente a divizorului de polarizare; această rezistență a divizorului este însă mai mare decât  $Z_{in B}$  astfel că ea nu reușește să reducă la jumătate impedanța de intrare. În consecință, impedanța de intrare a etajului este pe undeva între  $\beta r_e/2$  și  $\beta r_e$ . Cum calculul este numai estimativ deoarece nu cunoaștem pe  $\beta$  decât foarte aproximativ, putem afirma că

impedanța de intrare a amplificatorului cu emitorul la masă este modestă (sute de  $\Omega$  -  $\text{k}\Omega$ ), fiind aproximativ egală cu  $\beta \cdot 25 \text{ mV}/I_Q$ .

Impedanța de intrare este, deci, mică și, ceea ce este poate și mai grav, prost predictibilă, deoarece este aproximativ proporțională cu  $\beta$ ; cum acest factor are o împrăștiere tehnologică mare, putem numai să estimăm grosier această impedanță de intrare. Acesta este al doilea preț pe care trebuie să-l plătim pentru valoarea mare a amplificării; vom vedea că mai există încă unul, legat de mărimea excursiei semnalului de ieșire.

Impedanța de ieșire a amplificatorului continuă să fie egală cu valoarea rezistenței din colector. Dacă suntem foarte pretențioși, putem scădea din aceasta 5-10 %, datorate efectului Early. Când o altă sarcină  $R_S$  este cuplată capacitiv în colector, noua valoare a amplificării se poate obține, ca și la etajul precedent, prin considerarea divizorului format de  $R_S$  și  $Z_{out}$ .

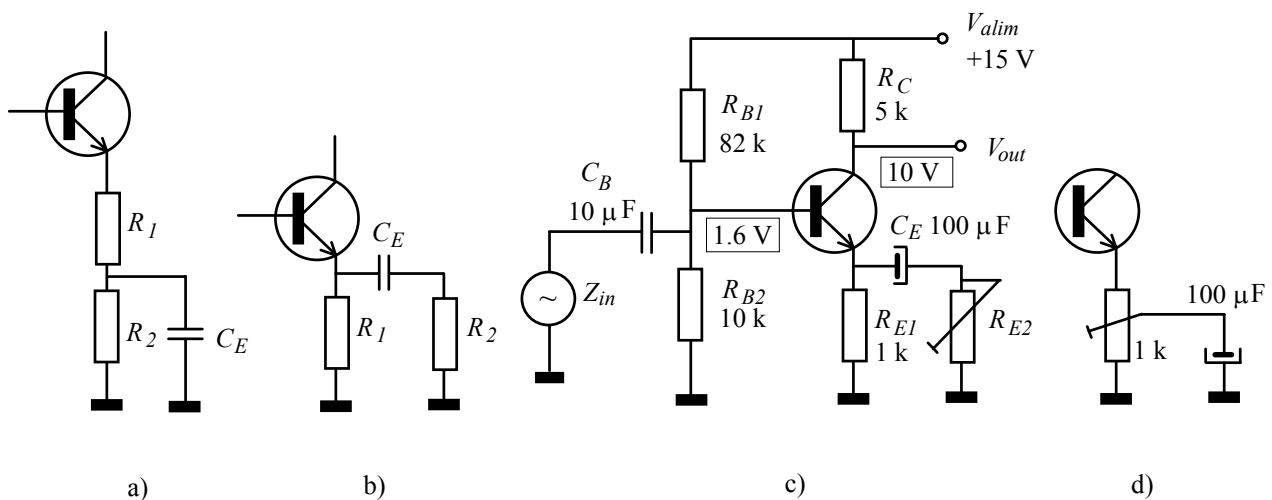


Fig. 12.6. Decuplarea parțială a rezistenței din emitor (a și b) și circuite care permit ajustarea amplificării fără modificarea punctului static de funcționare (c și d).

Cînd nu dorim să obținem valoarea  $A = -20 \cdot V_{alim}$  (in volți) pentru amplificare, ci una mai mică,, putem utiliza în emitor unul din circuitele din Fig. 12.5 a) și b). În curent continuu (regimul de polarizare) emitorul vede o rezistență  $R_{E DC}$  egală cu  $R_1 + R_2$  pentru circuitul a) și cu  $R_1$  în cazul circuitului b). La curent alternativ însă, între emitor și masă apare o impedanță  $R_{E AC}$ , care determină amplificarea etajului. Valoarea acestei impedanțe este  $R_1$  pentru circuitul a) și

$$R_{E AC} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \quad (12.15)$$



pentru circuitul b).

Dacă urmărim o proiectare mai comodă, alegem circuitul a), deoarece  $R_{E AC}$  este pur și simplu egală cu  $R_1$ . Circuitul din desenul b) permite, în schimb, ajustarea amplificării fără modificarea punctului static. Desenul c) prezintă reprezentă completă a unui astfel de amplificator; o altă variantă ce oferă aceleași avantaje este prezentată în desenul d).

### C. Cît de mare poate să fie excursia de tensiune ?

#### Emitorul legat la masă (în curent alternativ)

Să presupunem că dorim amplificare cît mai mare și în circuitul din Fig. 12.6 c) am scurtcircuitat emitorul la masă în curent alternativ. La variații foarte mici în jurul curentului de repaus de 1 mA, amplificarea circuitului este de  $R_C/r_e = 5 \text{ k}\Omega / 25 \Omega = 200$ . Ce se întîmplă dacă semnalul de intrare are amplitudini mult mai mari ? Potențialul emitorului este ținut constant de către condensator așa că variațiile tensiunii de intrare se regăsesc în totalitate ca variații ale tensiunii bază-emitor.

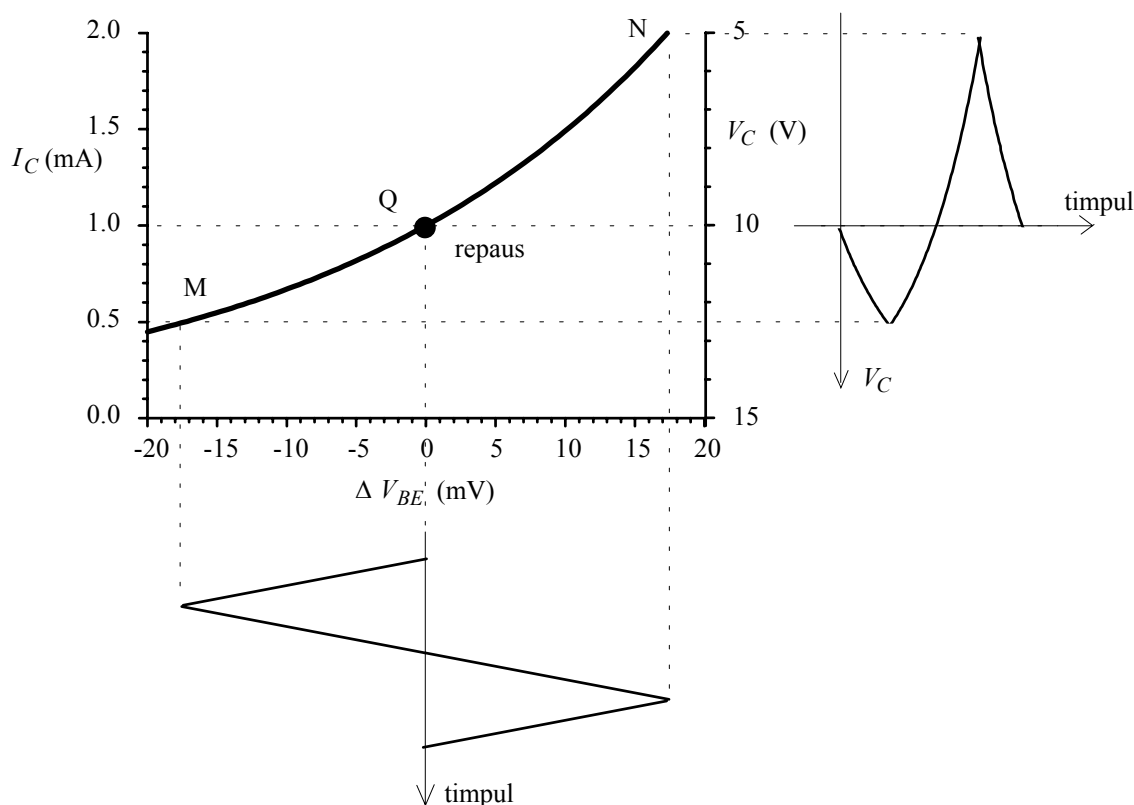


Fig. 12.7. Amplificatorul cu emitorul la masă distorsionează semnalele cu amplitudini mari.

Dar noi cunoaștem forma caracteristicii de transfer  $I_C = f(V_{BE})$ , este o exponențială  $I_C = I_S e^{V_{BE}/V_T}$ . O reprezentăm grafic, trecînd pe axa absciselor valorile variațiilor  $\Delta V_{BE}$  măsurate de la **regimul de repaus** (Fig. 12.7). Să aplicăm la intrare o tensiune triunghiulară, cu amplitudinea de aproximativ 18 mV. După cum știm, o variație de această mărime a tensiunii bază-emitor provoacă o modificare cu un factor de 2 a curentului de colector. Astfel, punctul de funcționare, care era în repaus în Q, se deplasează între punctele extreme M și N, unde curentul de colector devine 0.5 mA și, respectiv 2 mA. Evoluția corespunzătoare a potențialului  $V_C$  al colectorului evidențiază o distorsionare majoră a formei de undă,

semialternanța superioară avînd o amplitudine 5 V, de două ori mai mare decît cea inferioară, care are numai 2.5 V.

Distorsiunile care apar sunt **distorsiuni de neliniaritate** și se datorează formei caracteristicii de transfer a tranzistorului. Ele au apărut înaintea celor **de limitare**, provocate de intrarea tranzistorului în blocare sau saturație.

Neliniaritatea caracteristicii de transfer poate fi exprimată și prin **modificarea pantei**, care este transconductanța tranzistorului, ea fiind pentru circuitul nostru proporțională cu amplificarea la semnal mic. Așa cum se vede în Fig. 12.8, dacă facem trei experimente diferite, provocînd variații mici în jurul fiecăruia dintre punctele M, Q și N, amplificările obținute vor fi diferite. În timp ce în jurul punctului de repaus Q amplificarea este egală în modul cu 200, ea ajunge la 400 pentru variațiile în jurul punctului N dar coboară la 100 în cazul variațiilor în jurul punctului M.

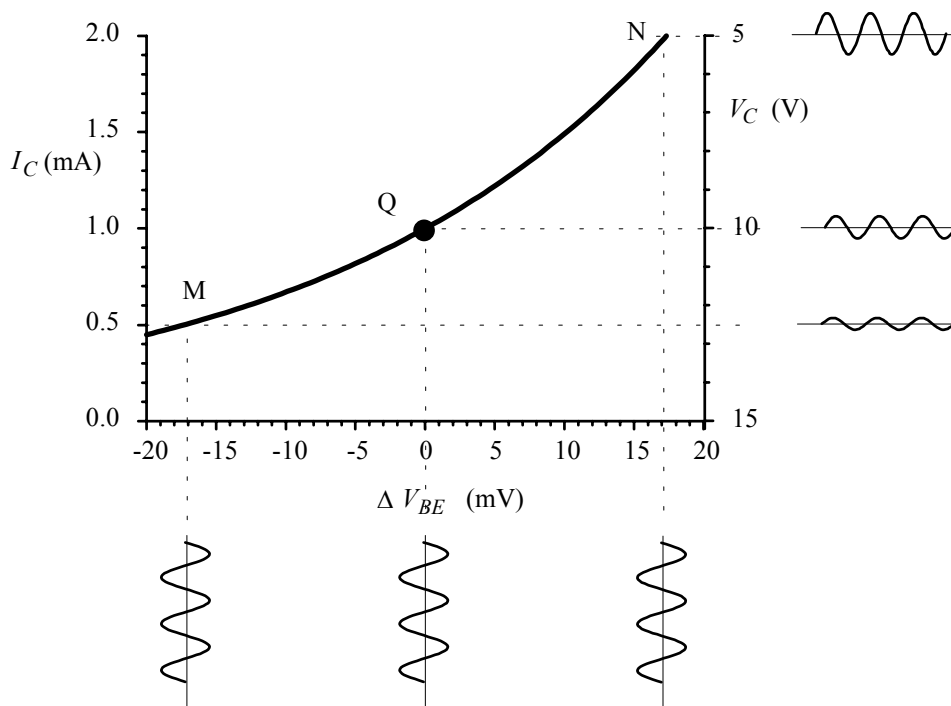


Fig. 12.8. Amplificarea la semnal mic depinde puternic de punctul de funcționare.

Putem considera că un nivel acceptabil de distorsiuni se obține dacă amplificarea de semnal mic variază numai cu +/- 10 % de-a lungul întregii excursii a punctului de funcționare; aceasta se poate întâmpla numai dacă  $r_e$  variază în total cu numai 20 % între valorile extreme ale curentului de colector. Rezultă, de aici, că variațiile curentului de colector trebuie să îndeplinească condiția

$$\left| \frac{\Delta I_C}{I_Q} \right| \leq 10\%; \quad (12.16)$$

Astfel, excursia tensiunii de ieșire trebuie să aibă amplitudinea sub o zecime din căderea de tensiune în repaus pe  $R_C$ . Cum aceasta din urmă are valori uzuale de 5-10 V

distorsiunile produse de amplificatorul cu emitorul la masă sunt acceptabile numai dacă excursia de tensiune de la ieșire nu depășește  $1-2 V_{VV}$ .

Ce înseamnă aceasta pentru tensiunea de intrare ? Din expresia caracteristicii de transfer deducem că, indiferent de amplificarea,  $\Delta V_{BE} \leq 5 \text{ mV}_{V_V}$ . Cum potențialul emitorului este constant, aceasta este excursia maximă acceptabilă a tensiunii de intrare.

În cazul amplificatorului cu emitorul la masă, pentru ca amplificarea să nu se modifice cu mai mult de +/- 10 %, tensiunea de intrare trebuie să aibă amplitudinea mai mică decât  $5 \text{ mV}_{V_V}$ , **indiferent de valoarea amplificării.**

În concluzie,

amplificatorul cu emitorul la masă poate fi utilizat numai pentru amplificarea semnalelor mici, în caz contrar el producând distorsiuni inacceptabil de mari.

Acesta este al treilea preț, pe lângă dependența de temperatură a amplificării și impedanța mică de intrare, pe care trebuie să-l plătim pentru amplificarea mare pe care am obținut-o.

La semnal mare, nu numai amplificarea se modifică. Revenind la exemplul nostru și presupunând un factor  $\beta = 100$  pentru tranzistor, impedanța văzută privind înspre bază,  $Z_{in B}$ , are  $5.0 \text{ k}\Omega$  în punctul M,  $2.5 \text{ k}\Omega$  în repaus (punctul Q) și numai  $1.25 \text{ k}\Omega$  în punctul N. Aceste variații se resimt puternic în impedanța de intrare a amplificatorului; cu o rezistență echivalentă a divizorului de polarizare de  $20 \text{ k}\Omega$ , impedanța de intrare  $Z_{in}$  evoluează de la  $4 \text{ k}\Omega$  la  $1.2 \text{ k}\Omega$ .

La semnal mare, amplificatorul cu emitorul la masă apare, pentru generatorul de semnal care îl excită, ca o sarcină **neliniară** (care nu respectă legea lui Ohm).

În exemplul nostru, dacă generatorul de semnal nu are impedanța internă mult mai mică decât  $1 \text{ k}\Omega$ , variațiile impedanței de intrare vor produce variații ale amplitudinii la intrare și, în consecință, distorsiuni suplimentare. Din fericire, **aceste modificări ale amplitudinii au un sens opus celor determinate de schimbarea amplificării.** Astfel, pe ansamblu, ele reduc distorsiunile produse de amplificator.

### Rezistența din emitor decuplată parțial

Să presupunem acum că nu mai suntem atât de lacomi și ne mulțumim cu o amplificarea de 50 în locul celei de 200. Utilizând formula amplificării  $|A| = R_C / (R_{E AC} + r_e)$ , deducem că rezistența văzută în alternativ de către emitor trebuie să aibă valoarea  $75 \Omega$  (împreună cu  $r_e = 25 \Omega$  face  $100 \Omega$ ). La o excursie a potențialului de colector de  $5 V_{V_V}$ , curentul de colector se modifică de la  $0.75 \text{ mA}$  la  $1.25 \text{ mA}$ , și  $r_e$  variază de la  $20 \Omega$  la  $33 \Omega$  dar, datorită prezenței termenului  $R_{E AC}$  la numitor, amplificarea de semnal mic **nu se modifică în același raport**, crescînd doar de la 46 la 53, adică suferă o variație totală de 14 %

Avem, deci, o variație totală a amplificării de 14 % în cazul unei excursii de tensiune la ieșire de  $5 V_{V_V}$ , provocată de un semnal de intrare de  $100 \text{ mV}_{V_V}$ ; cu emitorul legat la masă, ar fi trebuit să micșorăm excursia de la ieșire la  $0.75 V_{V_V}$  ( $3.75 \text{ mV}_{V_V}$  la intrare) pentru ca amplificarea să aibă o variație totală de aceeași mărime și să obținem același nivel de distorsiuni. În concluzie, micșorarea amplificării de la 200 la 50 ne permite să prelucrăm fără distorsiuni semnificative semnale de intrare mult mai mari și să obținem excursii mari ale semnalului de ieșire.

Liniaritatea amplificatorului a fost îmbunătățită. Exagerînd în această direcție, putem ajunge la un amplificator cu amplificarea unitară dar cu liniaritate excelentă; am regăsit repetorul de tensiune. Vom vedea mai târziu că aceste modificări ale performanțelor se datorează **reacției negative** pe care o introduce impedanța vizibilă în emitor.

În Fig. 12.9 am reprezentat grafic dependența lui  $|A|$  în funcție de curentul de colector, pentru mai multe valori ale lui  $R_{EAC}/r_{e\text{ repaus}}$ . Se observă că, pe măsură ce scădem amplificarea etajului prin mărirea valorii lui  $R_{EAC}$ , amplificarea devine mai puțin sensibilă la variația curentului de colector și distorsiunile vor fi mai mici. Graficul poate fi utilizat la proiectarea amplificatoarelor cu emitor comun, pentru alegerea lui  $R_{EAC}$  atunci când ni se impune excursia de tensiune de la ieșire și nivelul distorsiunilor.

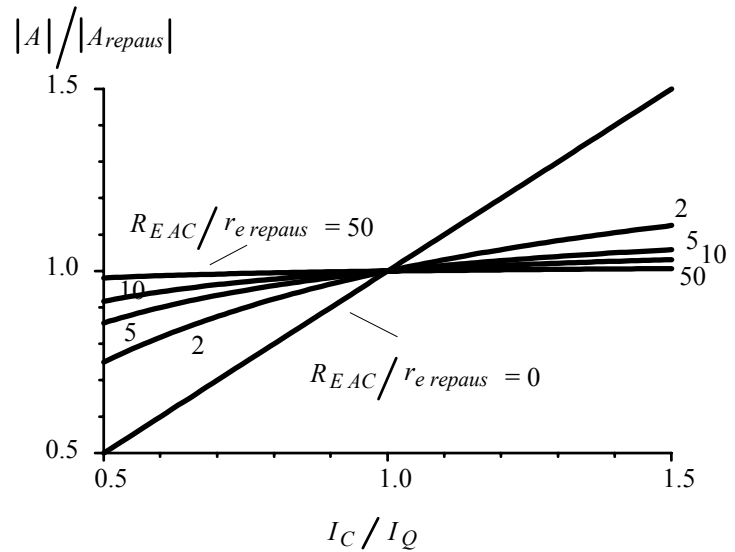


Fig. 12.9. Mărirea lui  $R_{EAC}$  micșorează sensibilitatea amplificării la variația curentului de colector.

Pentru a putea obține excursii de tensiune mari la ieșire cu distorsiuni acceptabile, amplificarea trebuie micșorată; acest lucru se realizează prin impedența care este văzută în curent alternativ de către emitorul tranzistorului.

#### D. Proiectarea unui amplificator cu emitor comun

Avînd fixată tensiunea de alimentare  $V_{\text{alim}}$ , primul pas îl constituie alegerea curentului de repaus  $I_Q$ . O valoare exagerat de mică duce la scăderea factorului  $\beta$  al tranzistorului, pe cînd una prea mare va mări nejustificat disipația de putere pe tranzistor. Mai trebuie ținut seama și de faptul că  $I_Q$  va impune valoarea  $V_{\text{alim}}/(2I_Q)$  a rezistenței din colector, care va fi impedența de ieșire a amplificatorului. În cazul amplificatoarelor de mică putere, o alegere de 1-10 mA este rezonabilă.

Potențialul colectorului trebuie să fie pe la jumătatea tensiunii de alimentare, chiar dacă excursia de tensiune de la ieșire nu va depăși  $1 V_{V_V}$ , deoarece punctul de funcționare mai este afectat de împrăștierea lui  $\beta$  și de variațiile de temperatură și este bine să avem "distanțe" de rezervă față de regimurile de blocare și saturație. Astfel,

$$R_C = \frac{V_{\text{alim}}}{2} \frac{1}{I_Q}. \quad (12.17)$$

În regim de repaus, pentru o stabilitate termică satisfăcătoare, potențialul emitorului trebuie să fie de 1-2 V

$$V_E = 1 \div 2 \text{ V}; \quad (12.18)$$

rezultă imediat valoarea rezistenței  $R_{E\text{ DC}}$  pe care trebuie să o vadă emitorul în curent continuu

$$R_{E\ DC} = V_E / I_Q. \quad (12.19)$$

Potențialul de repaus al bazei se va găsi cu 0.6 V mai sus

$$V_B = V_E + 0.6\text{ V}. \quad (12.20)$$

Putem proiecta acum divizorul rezistiv de polarizare a bazei. Raportul celor două rezistențe va trebui să fie

$$\frac{R_{B1}}{R_{B2}} = \frac{V_{a\ lim} - V_B}{V_B} \quad (12.21)$$

iar rezistența lor echivalentă

$$\frac{R_{B1}R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} \cong \frac{\beta R_{E\ DC}}{10}. \quad (12.22)$$

Cum  $R_{B2}$  fiind mai mică, va dicta practic rezistența echivalentă și cum putem miza pe un factor  $\beta$  de cel puțin 100, putem lua, practic

$$R_{B2} \cong 10 \cdot R_{E\ DC}. \quad (12.23)$$

Cu aceasta, proiectarea circuitului de polarizare este încheiată. Mai rămîne să stabilim amplificarea. Dacă dorim să obținem amplificarea maximă posibilă, egală aproximativ cu 20 înmulțit cu tensiunea de alimentare exprimată în volți, emitorul trebuie scurtcircuitat la masă cu un condensator. Dacă nu dorim să obținem amplificarea maximă ci una mai mică, din relația

$$|A| = \frac{R_C}{R_{E\ AC} + r_e} \quad (12.24)$$

obținem impedanța  $R_{E\ AC}$  pe care trebuie să o vadă emitorul în curent alternativ

$$R_{E\ AC} = \frac{R_C}{|A|} - r_e. \quad (12.25)$$

Circuitul din emitor va arăta ca cel din Fig. 12.10. În cazul în care mărimea amplificării trebuie reglată "la cald", vom utiliza în emitor un circuit ca cel din desenele c) sau d) ale Fig. 12.6. La frecvența minimă de lucru reactanța condensatorului  $C_E$  trebuie să fie mult mai mică decât  $r_e + R_{E\ AC}$

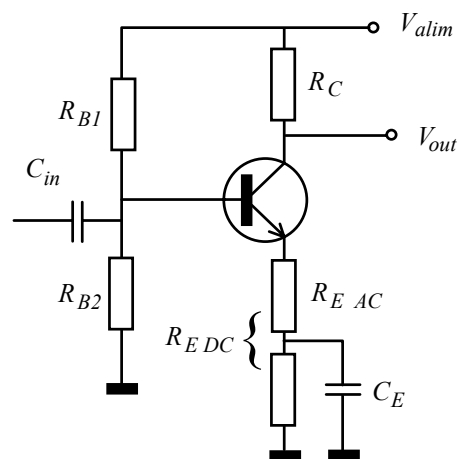


Fig.12.10.

$$C_E \gg \frac{1}{2\pi f_{\min}(r_e + R_{E AC})}. \quad (12.26)$$

Valoarea condensatorului de intrare se stabilește punând condiția ca la frecvența minimă de lucru reactanța sa să fie mult mai mică decât impedanța de intrare a amplificatorului (care este rezistivă). Această impedanță se calculează ținând seama că la intrare apare rezistența echivalentă a divizorului în paralel cu  $\beta(R_{E AC} + r_e)$ .

Întreaga procedură de proiectare, simplificată, poate fi urmărită pe desenul din Fig. 12.11.

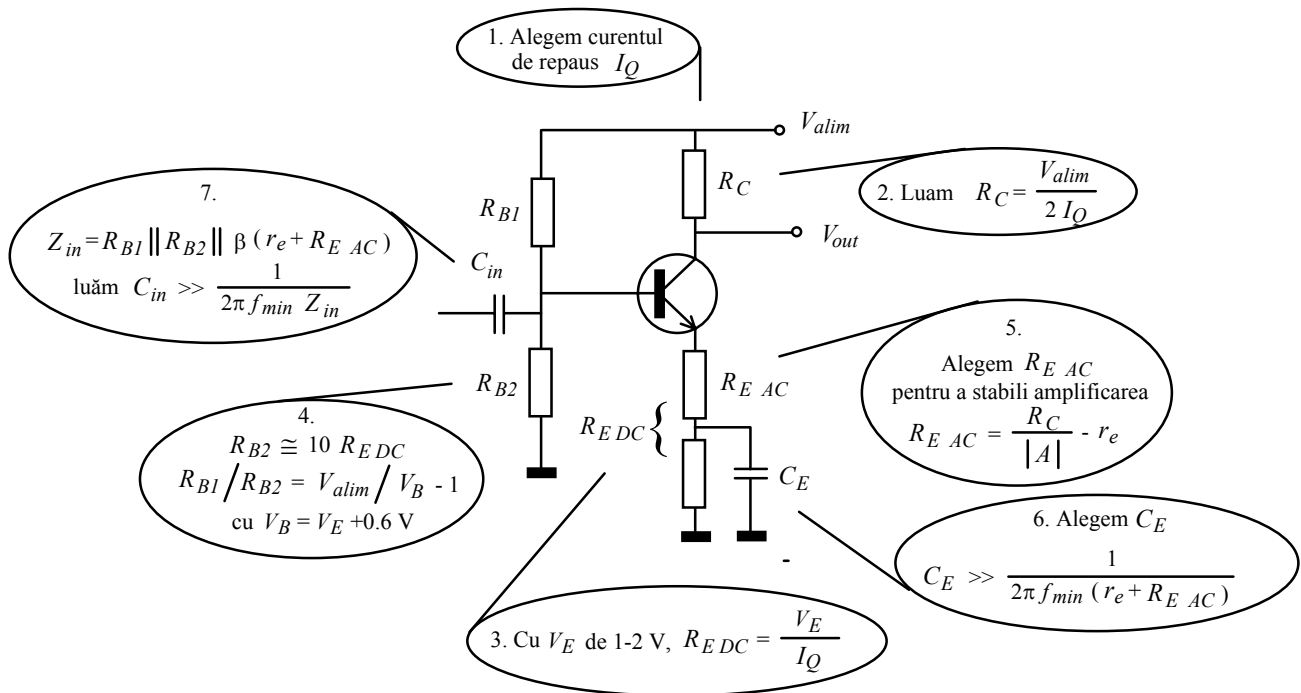


Fig. 12.11. Procedura simplificată de proiectare pentru amplificatorul cu emitor comun.

## Enunțuri frecvent utilizate

(atît de frecvent încît merită să le memorați)

- La amplificatorul cu emitor comun, intrarea este în baza tranzistorului iar ieșirea se face din colectorul acestuia; oferind amplificare de tensiune mare cu o impedanța de intrare rezonabilă, el este cel mai utilizat etaj de amplificare cu un singur tranzistor.

-Pentru amplificatorul cu sarcină distribuită (emitor comun degenerat), amplificarea este negativă și egală în modul cu raportul rezistențelor de colector și, respectiv, emitor; amplificatorul este unul inversor;

-Cu tensiuni de alimentare de 10-50 V, această amplificare are valori pînă spre 25.

-Impedanța de intrare a amplificatorului cu sarcină distribuită are aceeași expresie ca a repetitorului pe emitor, fiind stabilită practic de divizorul rezistiv de polarizare.

- Impedanța de ieșire a amplificatorului cu sarcină distribuită este practic egală cu valoarea rezistenței din colector.

-Scurtcircuitarea în alternativ a rezistenței din emitor transformă etajul într-un amplificator cu emitorul la masă, păstrîndu-i stabilitatea termică.

- În absența altei sarcini, modulul amplificării pentru amplificatorul cu emitorul la masă este egal cu  $R_C/r_e$ , fiind proporțional cu valoarea curentului de repaus.

- Amplificarea etajului cu emitorul la masă este invers proporțională cu temperatura (în K); la o încălzire cu 30 °C, modulul amplificării scade cu aproximativ 10 %.

- Același modul al amplificării mai poate fi exprimat ca raportul între căderea de tensiune în repaus pe rezistența din colector și tensiunea termică, cu valoarea de 25 mV la temperatura camerei,  $|A| = V_{R_C \text{ repaus}}/25 \text{ mV}$ .

- Dacă potențialul de repaus al colectorului a fost stabilit la jumătatea tensiunii de alimentare, modulul amplificării este egal cu 20 înmulțit cu tensiunea de alimentare, exprimată în volți.

-În cazul în care dorim o valoare mai exactă a amplificării, putem ține seama de efectul Early, utilizînd în calcule o valoare a rezistenței din colector cu 5-10 % mai mică decît cea reală.

-Pentru amplificatorul cu emitorul la masă, impedanța de intrare privind în baza tranzistorului este modestă, fiind dată de  $Z_{in} = \beta r_e$ ; impedanța de intrare a etajului este încă și mai mică, datorită divizorului rezistiv, ajungînd la valori de sute de  $\Omega$  - k $\Omega$ .

-Amplificatorul cu emitorul la masă este un amplificator de semnal mic (sub 5 mV<sub>VV</sub> la intrare, sub 1 -2 V<sub>VV</sub> la ieșire); dacă semnalul este mai mare, el va fi distorsionat semnificativ de către amplificator.

- Dacă rezistența din emitor este scurtcircuitată doar parțial cu condensator, modulul amplificării devine  $|A| = R_C/(r_e + R_{E AC})$ , unde  $R_{E AC}$  este impedanța văzută în curent alternativ de către emitor.

- Cînd amplificarea este scăzută prin aceasta metodă, se reduce și nivelul distorsiunilor și crește impedanța de intrare în baza tranzistorului. La  $|A| \leq 50$  amplificatorul poate fi utilizat cu distorsiuni acceptabile și la un semnal de intrare de 100 mV<sub>VV</sub>.

## Termeni noi

- amplificator cu sarcină distribuită**    amplificator cu emitor comun care are montată o rezistență în circuitul de emitor; curentul de colector (care este mărimea controlată) străbate amîndouă rezistențele ca și cum am avea o sarcină distribuită;
- degenerare în emitor**    prezența unei rezistențe în circuitul emitorului care, astfel, nu mai este legat la masă (amplificator cu emitor comun cu rezistență în emitor);
- decuplarea în alternativ a unei rezistențe**    scurtcircuitarea rezistenței cu un condensator care are reactanța neglijabilă la frecvențele de lucru;
- distorsiuni de limitare**    deformarea semnalului de la ieșirea amplificatorului datorită intrării tranzistorului în saturație sau blocare;
- distorsiuni de neliniaritate**    deformarea semnalului de la ieșirea amplificatorului datorită comportării neliniare a tranzistorului (variației transconductanței cu valoarea curentului de colector);



## Problemă rezolvată

Să se proiecteze un amplificator cu emitor comun, avînd impedența de ieșire de  $1\text{ k}\Omega$ , care să fie alimentat de la  $+12\text{ V}$  și să ofere o amplificare egală în modul cu 50. Amplificatorul trebuie să funcționeze la frecvențe mai mari de  $100\text{ Hz}$  iar tranzistorul utilizat are factorul  $\beta$  peste 100.

### Rezolvare

Desenăm, mai întîi o schemă de la care să pornim. (Fig. 12.12 a). Impedența de ieșire va fi egală cu rezistența din colector. Alegem așadar,

$$R_C = 1\text{ k}\Omega;$$

pe ea trebuie să cadă în repaus aproximativ  $V_{\text{alim}}/2 = 6\text{ V}$ . Cum va mai trebui să pierdem tensiune și pe rezistența de emitor, alegem un curent de repaus de

$$I_Q = 5\text{ mA}$$

stabilind la  $7\text{ V}$  potențialul emitorului. Deoarece potențialul de repaus al emitorului trebuie să fie  $1\text{-}2\text{ V}$ , alegem

$$V_E = 2\text{ V} \Rightarrow R_{E\text{ DC}} = 400\ \Omega.$$

Urmează alegerea divizorului rezistiv. Luăm

$$R_{B2} \cong 10R_{E\text{ DC}} \Rightarrow R_{B2} = 3.9\text{ k}\Omega,$$

o valoare din seria E12 cu toleranța  $\pm 10\%$  (vezi Anexa 1 din primul volum). Cum  $V_B = V_E + 0.6\text{ V} = 2.6\text{ V}$

$$R_{B1} = R_{B2} \frac{12 - 2.6}{2.6} \cong 14\text{ k}\Omega$$

și alegem valoarea standardizată  $R_{B1} = 15\text{ k}\Omega$ .

La  $5\text{ mA}$ , rezistența intrinsecă a emitorului este  $r_e = 25\text{ mV}/5\text{ mA} = 5\ \Omega$ . Deoarece amplificarea trebuie să fie 50, emitorul va trebui să vadă în curent alternativ

$$R_{E\text{ AC}} = \frac{R_C}{|A|} - r_e = \frac{1000\ \Omega}{50} - 5 = 15\ \Omega.$$

Vom realiza circuitul de emitor cu două rezistențe, cea care va fi scurtcircuitată cu condensator avînd în jur de  $400\ \Omega - 15\ \Omega$ ; alegem valoarea standardizată de  $390\ \Omega$ .

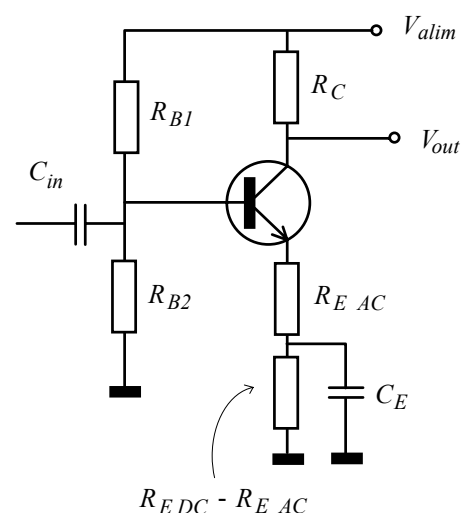


Fig.12.12 a)

Pentru condensatorul  $C_E$  stabilim la  $f_{\min} = 100$  Hz o reactanță mult mai mică decât  $20 \Omega$ , să zicem  $2 \Omega$ . Rezultă

$$C_E \cong \frac{1}{2\pi \cdot 100 \text{ Hz} \cdot 2 \Omega} \cong 800 \mu\text{F}$$

și alegem valoarea standardizată  $C_E = 1000 \mu\text{F}$ .

Impedanța de intrare se calculează prin legarea în paralel a lui  $R_{B1}$  cu  $R_{B2}$  și cu  $\beta(R_{E AC} + r_e)$  adică,  $3.9 \text{ k}\Omega$  cu  $15 \text{ k}\Omega$  și cu  $20 \text{ k}\Omega$ , respectiv. Ultimele două dau ceva aproape de  $8 \text{ k}\Omega$  care,, împreună cu  $R_{B1}$ , ajung pe la  $3 \text{ k}\Omega$ . În consecință,

$$C_{in} \cong \frac{1}{2\pi \cdot 100 \text{ Hz} \cdot 3 \text{ k}\Omega} \cong 0.53 \mu\text{F}$$

și alegem, pentru siguranță,  $C_{in} = 1 \mu\text{F}$ .

Cu toate valorile trecute, schema circuitului arată acum ca în Fig. 12.12 b).

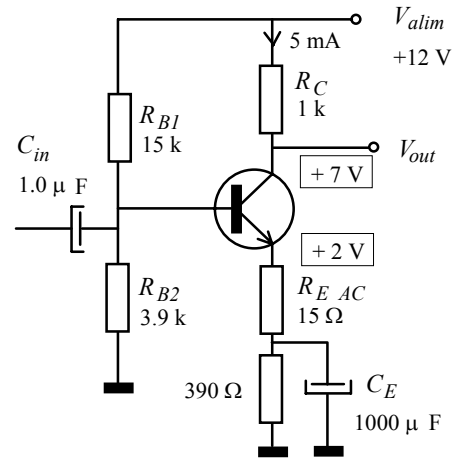


Fig. 12.12 b).

### Probleme propuse

- P 12.1.** Pentru circuitul din Fig. 12.13,  
 a) calculați punctul de funcționare;  
 b) determinați valoarea amplificării;  
 c) estimați impedanța de intrare ( $\beta \cong 200$ )  
 d) cât este impedanța de ieșire ?

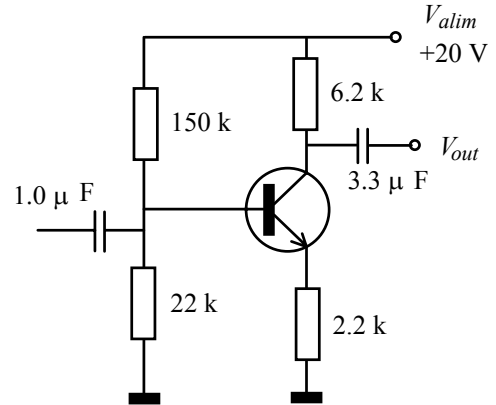


Fig. 12.13.

**P 12.2.** Amplificatorul cu sarcină distribuită din problema precedentă este utilizat pentru amplificarea unui semnal de amplitudine mare.

- a) Calculați valorile extreme pe care le poate lua potențialul colectorului (tranzistorul în regim de blocare și, respectiv, saturație). Atenție, potențialul emitorului **nu este constant**.

- b) Ținând seama de valoarea de repaus a potențialului colectorului, calculați amplitudinea maximă a semnalului la ieșire, cu condiția ca tranzistorul să nu ajungă în saturație sau blocare.  
 c) Care este amplitudinea semnalului de intrare, în condițiile de la punctul precedent ?

**P 12.3.** Cu același tranzistor și cu aceeași sursă de alimentare ca în problema P 12.1, proiectați un circuit similar, care să aibă un curent de repaus de 2 mA și o amplificare egală cu 5 (în valoare absolută).

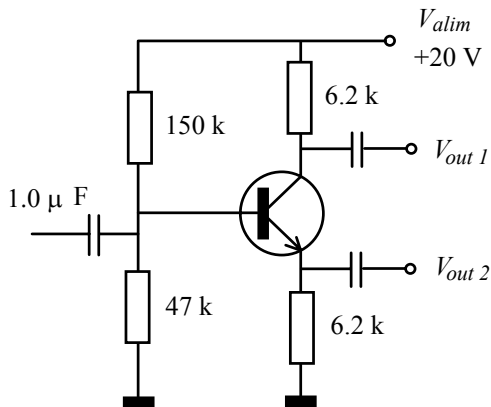


Fig.12.14.

**P 12.4.** Circuitul din Fig. 12.14 are  $R_C = R_E$  și

- furnizează simultan două semnale de ieșire. Comparați  
 a) amplitudinile celor două semnale de ieșire;  
 b) fazele celor două semnale de ieșire;

Cele două ieșiri diferă mult prin valoarea impedanței. Calculați aceste impedanțe de ieșire, considerând nulă impedanța generatorului de semnal, și formulați o concluzie asupra sarcinilor ce pot fi conectate la aceste ieșiri.

**P 12.5.** Explicați funcționarea circuitului din Fig. 12.15 și justificați prezența celui de-al doilea tranzistor (țineți seama de problema precedentă)

**P 12.6.** În circuitul din Fig. 12.16 condensatoarele au reactanțe neglijabile.

- a) Calculați amplificarea, atunci când în colector nu este

cuplată nici o sarcină suplimentară.

- b) Îmbunătățiți precizia rezultatului precedent, ținând seama de Efectul Early.

**P 12.7.**

- a) Estimați amplificarea circuitului din Fig. 12.17, atunci când în colector nu este cuplată nici o sarcină suplimentară (condensatoarele pot fi considerate cu reactanță nulă)

- b) Îmbunătățiți estimarea precedentă, ținând seama de Efectul Early.

- c) La cât coboară amplificarea dacă în colector se cuplează capaciv o sarcină  $R_S = 2.2 \text{ k}\Omega$  ?

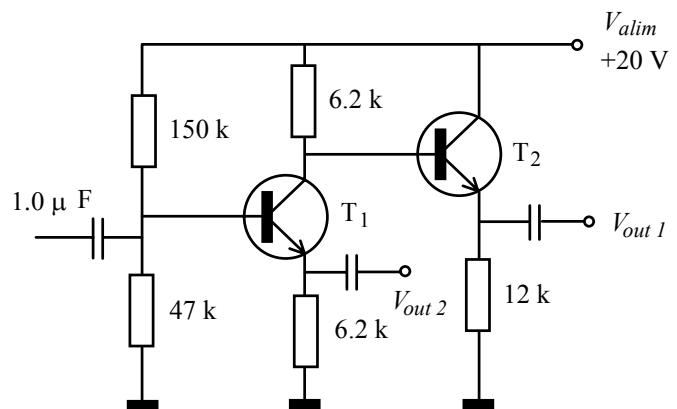


Fig.12.15.

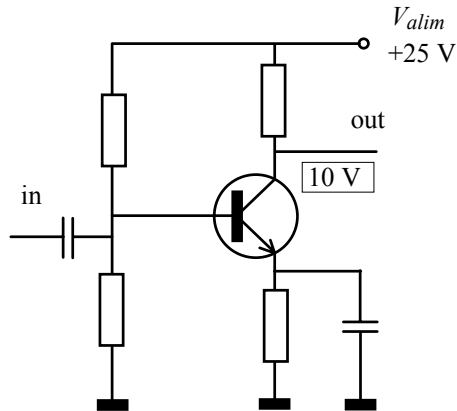


Fig. 12.16.

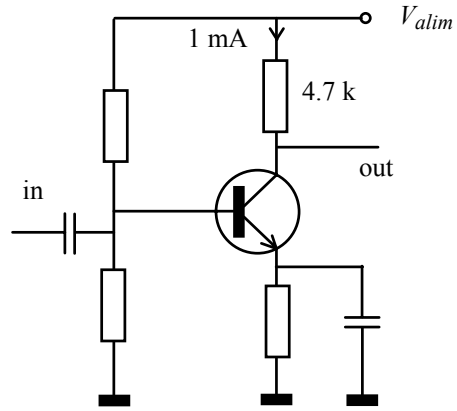


Fig. 12.17.

**P 12.8.** La amplificatorul cu emitorul la masă (nedegenerat), efectul Early produce o micșorare a amplificării în gol (fără altă sarcină decât  $R_C$ ) cu 5-10 %. Credeți că același lucru se întâmplă și la amplificatorul cu sarcină distribuită (emitor comun degenerat) ?

*Indicație: Rezistența dinamică văzută privind înspre colector depinde după cum, la variația lui  $V_C$ , tensiunea-bază emitor este menținută constantă sau curentul de emitor rămâne constant (revedeți Cap. 4).*

**P 12.9.** Aveți un semnal de tensiune alternativ cu amplitudinea  $1 \text{ mV}_{\text{VV}}$  și trebuie să-l amplificați pînă la valoarea de  $10 \text{ V}_{\text{VV}}$ . Pentru aceasta, aveți la dispoziție un amplificator cu emitorul la masă cu amplificarea de 250 și un alt etaj cu emitorul comun avînd amplificarea de 40. Cuplați în cascadă cele două amplificatoare și neglijați, în primă aproximație, pierderile datorită impedanței de intrare finite a celui de-al doilea etaj.

a) Cît va fi amplificarea globală ? Este ea suficientă pentru tema primită ?

b) Aceeași amplificare o puteți obține indiferent de ordinea în care cuplați etajele. Mărirea distorsiunilor nu va fi, însă, aceeași. Care este ordinea de cuplare care produce distorsiuni mai mici ?

c) Cele două etaje, avînd ieșirile în colector, au aproximativ aceeași impedanță de ieșire. Care este ordinea de cuplare astfel încît impedanța de intrare a celui de-al doilea să "încarce" cît mai puțin ieșirea primului ?

**P 12.10.** Proiectați amplificatorul cu emitorul la masă din problema precedentă, care să vă furnizeze o amplificare egală cu 250. Frecvența minimă de lucru va fi 100 Hz.

**P 12.11.** Proiectați acum și celălalt amplificator, cu amplificarea de 40, alimentat de la aceeași sursă ca cel de la problema precedentă.

**P 12.12.** În amplificatorul cu emitor comun din Fig. 12.18, destinat să lucreze la semnal mic, circuitul din emitor a fost modificat prin înlocuirea uneia dintre rezistențe cu un tranzistor JFET.

a) Stabiliți în ce regim funcționează tranzistorul cu efect de cîmp (țineți seama de mărirea tensiunii drenă-sursă).

b) Tranzistorul JFET are tensiunea de blocare  $V_P = -2 \text{ V}$  și parametrul  $I_{DSS} = 5 \text{ mA}$ . Între ce valori se modifică amplificarea, la variația tensiunii de comandă a porții  $V_{\text{contr}}$  ?

(dacă nu știți între ce valori poate fi modificată această tensiune, revedeți Capitolul 7)

c) Propuneți o aplicație a acestui circuit în lanțul de amplificare al unui reoportofon.

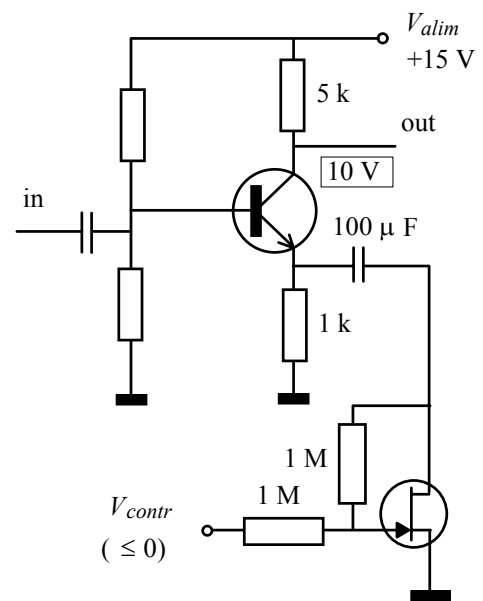


Fig. 12. 18.

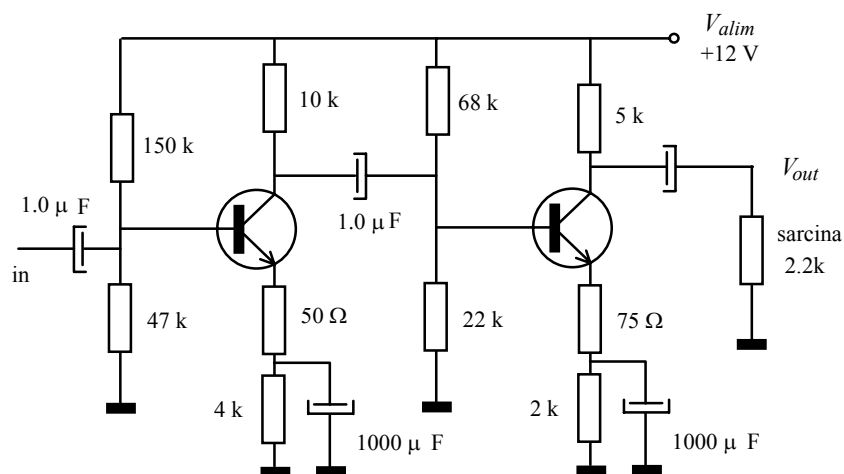


Fig. 12.19.

**P 12.13.** În Fig. 12.19 aveți două amplificatoare cu emitor comun legate în cascadă, primul fiind excitat cu un generator cu impedanța internă neglijabilă iar la ieșirea celui de-al doilea fiind legată capacitiv o rezistență de sarcină.

- Calculați amplificarea de tensiune a celui de-al doilea etaj (cu sarcina cuplată).
- Estimați impedanța de intrare a celui de-al doilea etaj ( $\beta = 200$ ).
- Calculați amplificarea primului etaj, în gol, fără ca etajul al doilea să fie conectat.
- Utilizînd rezultatele de la punctele b) și c) calculați amplificarea primului etaj **cu etajul al doilea conectat ca sarcină**.
- Calculați amplificarea globală în condițiile de la punctul precedent.

**P 12.14.** Reluați problema precedentă, considerînd că tranzistoarele au factorul  $\beta = 100$ . Comparați amplificările cu cele deduse anterior și formulați o concluzie asupra predictibilității amplificării globale. Merită, în aceste condiții, să calculăm în aproximații mai exacte amplificarea unor astfel de etaje ?

## Lucrare experimentală

Aveți pe planșetă circuitul din Fig. 12.20. Desenați-vă pe caiet schema acestuia și apoi alimentați planșeta cu o tensiune continuă de aproximativ 15 V.

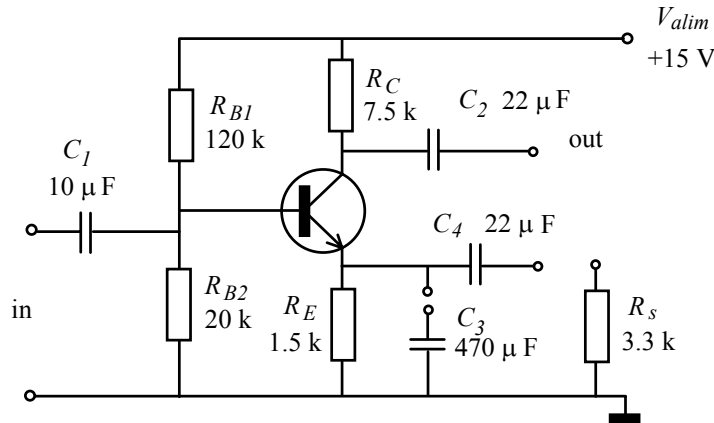


Fig. 12.20.

### Experimentul 1. Determinarea punctului static de funcționare

Încercați, mai întâi, să calculați punctul de funcționare din valorile componentelor. Neglijând curentul bazei, calculați potențialul acesteia. De aici rezultă imediat potențialul emitorului; legea lui Ohm furnizează curentul de emitor, practic egal cu cel de colector. În sfârșit, determinați tensiunea pierdută pe rezistența  $R_C$  și potențialul colectorului. Decideți dacă amplificatorul a fost proiectat corect și notați-vă concluzia

Determinați acum **experimental** punctul de funcționare; măsurați, cu un voltmetru de curent continuu, tensiunea de alimentare și potențialele față de masă ale colectorului și emitorului. Cît de aproape sunt aceste valori de cele calculate? Calculați apoi valoarea de repaus a curentului de colector și, cu aceasta, calculați **rezistența dinamică**  $r_e$ .

### Experimentul 2. Amplificatorul cu sarcină distribuită în condiții de semnal mic

#### a) Amplificarea

Cunoașteți valorile rezistențelor din colector și emitor, precum și rezistența dinamică  $r_e$ . Calculați amplificarea de tensiune care se obține la ieșirea din colector

$$|A| = \frac{R_C}{R_E + r_e}.$$

Reluați apoi acest calcul, neglijând rezistența dinamică  $r_e$ . Determinați cît de mare este eroarea relativă produsă de această aproximație. Comparați-o cu precizia de +/- 10 % cu care cunoaștem de obicei valorile rezistențelor și trageți o concluzie.

Conectați apoi la intrarea amplificatorului un generator de semnal sinusoidal. Reglați frecvența pe la 1 kHz iar amplitudinea la 100 mV (măsurată cu osciloscopul). Măsurați amplitudinea semnalului din emitor și formulați o concluzie.

Determinați acum amplitudinea semnalului din colector și calculați amplificarea etajului. Comparați această valoare obținută experimental cu cea calculată din valorile rezistențelor. Cît de mare (în procente) este diferența între aceste valori?

**b) Impedanța de intrare**

Știți valorile pentru  $R_E$  și rezistența dinamică  $r_e$  și puteți conta pe un factor  $\beta$  de cel puțin 200. Calculați impedanța de intrare văzută privind înspre baza tranzistorului și apoi rezistența echivalentă a divizorului care polarizează baza tranzistorului. Aceste impedanțe apar **in paralel** la intrarea amplificatorului. Care din ele determină practic impedanța de intrare  $Z_{in}$  și cât estimați că va fi aceasta ?

Veți determina acum **experimental** impedanța de intrare. Pentru aceasta, va trebui să utilizați un truc, intercalând între generatorul de semnal și intrarea amplificatorului o rezistență  $R'$  de valoare cunoscută, ca în Fig. 12.21. Cum această rezistență este parcursă de același curent ca și  $Z_{in}$ , căderile de tensiune pe rezistențe sunt proporționale cu valorile acestor rezistențe. De aici, deduceți expresia lui  $Z_{in}$  în funcție de  $R'$ ,  $v_g$  și  $v_{in}$ . Măsurăți cu osciloscopul amplitudinile semnalelor  $v_g$  și  $v_{in}$  și calculați impedanța de intrare.

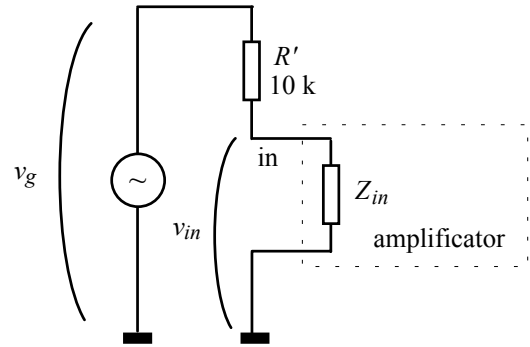


Fig. 12.21.

Comparați valoarea obținută cu cea estimată anterior din valorile componentelor circuitului. Cât de mare este diferența ? De unde credeți că provine ea ?

**c) Impedanța de ieșire**

Ieșirea amplificatorului este la nodul colectorului. Cât ar trebui să fie impedanța de ieșire ?

Vom determina experimental aceasta impedanță de ieșire măsurînd amplitudinea semnalului în două situații diferite: fără altă sarcină decît rezistența de colector (ieșirea în gol) și cu o rezistență de sarcină cunoscută, cuplată capacitiv pentru a nu modifica punctul de funcționare (Fig. 12.22). La cuplarea sarcinii, tensiunea echivalentă Thevenin (cea de mers în gol)  $v_{out\ gol}$  se distribuie atît pe impedanța de ieșire  $Z_{out}$  cît și pe rezistența de sarcină  $R_s$ ; în consecință, tensiunea la ieșire  $v_{out\ s}$  va fi mai mică

$$v_{out\ s} = \frac{R_s}{R_s + Z_{out}} v_{out\ gol}$$

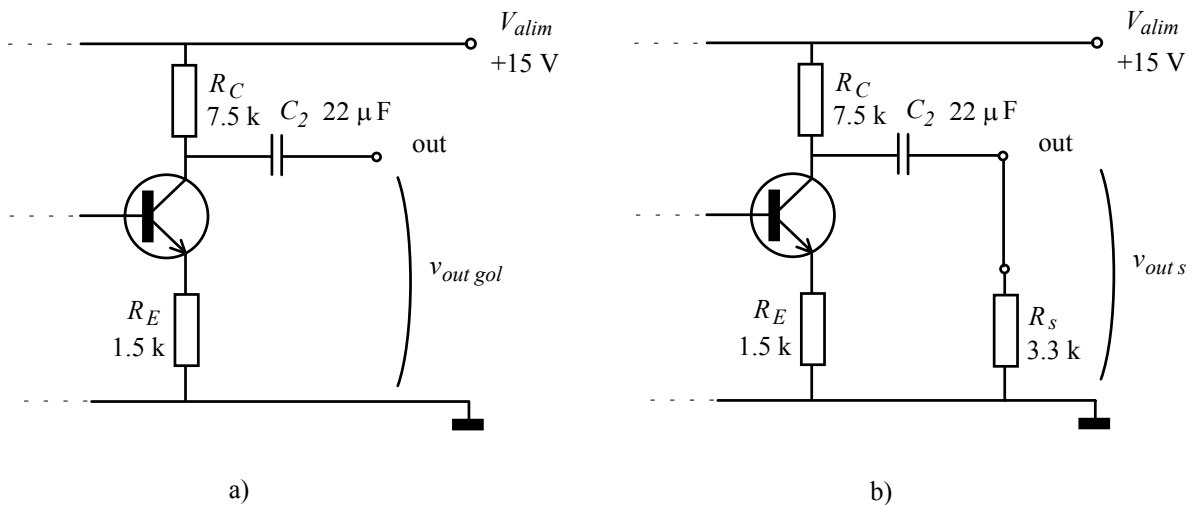


Fig. 12.22.

Deduceți, din relația precedentă, expresia impedanței de ieșire. Determinați apoi experimental cele două tensiuni  $v_{out\ gol}$  și  $v_{out\ s}$  și calculați impedanța de ieșire a amplificatorului. Comparați această valoare obținută experimental cu cea determinată din structura circuitului.

Uneori, la amplificatorul cu sarcină distribuită se utilizează și ieșirea din emitor. Reluați procedura anterioară și determinați experimental impedanța de ieșire din emitorului tranzistorului. Cum este aceasta în comparație cu impedanța de ieșire din colector ?

### Experimentul 3. Amplificatorul cu sarcină distribuită în condiții de semnal mare

Ați determinat la Experimentul 1 punctul static de funcționare. Calculați acum valorile extreme pe care le poate atinge potențialul colectorului (tranzistorul blocat și, respectiv, saturat). Atenție, potențialul emitorului **nu este constant**. Cel mai ușor este să reprezentați pe același grafic dependențele liniare ale potențialelor  $V_C$  și  $V_E$  în funcție de valoarea curentului de colector.

Desenați o diagramă pe care să apară cele două valori extreme determinate la paragraful precedent, împreună cu nivelul de repaus al potențialului colectorului. Cu această diagramă, determinați amplitudinea maximă pe care o poate avea semnalul de ieșire, fără să aducă tranzistorul în limitare (blocare sau saturație).

Verificați acum experimental rezultatul obținut, măbind amplitudinea de la generatorul de semnal și urmărind permanent pe osciloscop evoluția potențialului de colector (atenție, intrarea osciloscopului trebuie cuplată în curent continuu). Desenați pe caiet formele de undă distorsionate datorită atingerii regimului de limitare.

Deoarece caracteristica de transfer  $I_C = f(V_{BE})$  a tranzistorului este neliniară, amplificatorul distorsionează semnalul și înainte de atingerea regimului de limitare. Cum pe o formă de undă sinusoidală asemenea distorsiuni se observă mai greu (ochiul nu este exersat să recunoască dependența sinusoidală), veți excita amplificatorul cu un generator de semnal **triunghiular**, care este gata realizat pe planșeta pe care lucrați (Fig.12.23). Măriți cât mai mult amplitudinea semnalului, **fără să aduceți însă amplificatorul în limitare**. Urmăriți porțiunile rectilinii ale formei de undă și încercați să vedeți dacă amplificatorul le distorsionează, curbându-le. Formulați o concluzie. Estimați și cu ce precizie relativă puteți spune că semnalul nu este distorsionat.

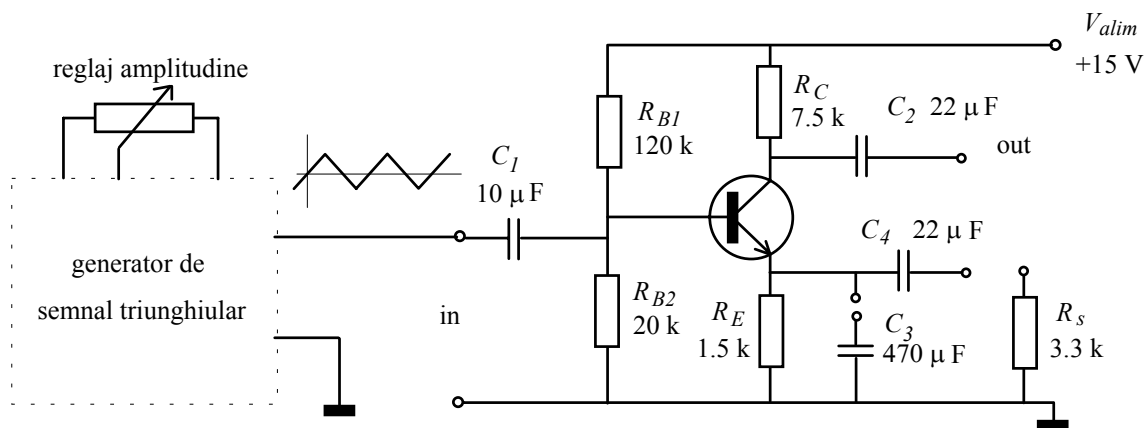


Fig. 12.23.



### Experimentul 4. Amplificatorul cu emitorul la masă în curent alternativ (în condiții de semnal mic)

Pentru amplificatorul cu sarcină distribuită, amplificarea, fiind egală cu raportul  $R_C/R_E$  (și, deci, cu raportul tensiunilor pe aceste rezistențe) nu poate fi prea mare. Dacă dorim o amplificare de valoare mare, emitorul trebuie legat la masă în curent alternativ, prin intermediul unui condensator de valoare suficient de mare. Realizați și dumneavoastră acest lucru pe planșetă, conectând condensatorul  $C_3$  în paralel cu rezistența din emitor (în jargon s-ar spune că ați decuplat rezistența în curent alternativ).

Excitați amplificatorul de la un generator de semnal sinusoidal cu frecvența pe la 1 kHz. Stabiliți amplitudinea în așa fel încât semnalul în colectorul tranzistorului, vizualizat cu osciloscopul, să aibă o amplitudine în jur de 1 V<sub>VV</sub>. Convingeți-vă că, deși potențialele bazei și collectorului variază în timp datorită semnalului aplicat, **potențialul emitorului este menținut constant** de către condensatorul  $C_3$ .

#### a) Amplificarea

Aveți la dispoziție mai multe moduri de a calcula amplificarea acestui etaj. Cunoașteți valoarea rezistenței dinamice  $r_e$  și a rezistenței  $R_C$ ; calculați modulul amplificării  $|A| = R_C/r_e$ . Știți, de asemenea, căderea de tensiune în repaus pe rezistența  $R_C$ ; și din această informație puteți calcula amplificarea  $|A| = V_{R_C \text{ repaus}}/25 \text{ mV}$ . Explicați de ce aceste două valori nu concordă exact. Care din ele are șanse să fie mai apropiată de realitate ?

Determinați acum experimental valoarea amplificării. Pentru a determina mai precis amplificarea, măsurați tensiunile de intrare și de ieșire cu un **voltmetru electronic** (dacă acesta are mai multe funcții, verificați să fie trecut pe tensiuni de curent alternativ).

Comparați valoarea măsurată a amplificării cu cea estimată din punctul staic de funcționare  $|A| = V_{R_C \text{ repaus}}/25 \text{ mV}$ . Cît de mare este eroarea relativă ? Poate fi ea justificată numai prin imprecizia cu care cunoaștem  $V_{R_C \text{ repaus}}$  și tensiunea termică ?

Faceți acum o estimare mai exactă a amplificării, luînd în considerație efectul Early; porniți de la valoarea  $|A| = V_{R_C \text{ repaus}}/25 \text{ mV}$  și scădeți 10 %. Comparați noua estimare cu valoarea măsurată. Cît este acum eroarea relativă ? Comparați-o cu imprecizia cu care ați măsurat  $V_{R_C \text{ repaus}}$  și cu imprecizia lui  $V_T \cong 25 \text{ mV}$ , care este de 0.3 % pe grad.

#### b) Impedanța de intrare

Încercați mai întâi să estimați valoarea acestei impedanțe din valorile componentelor. Rezistența echivalentă a divizorului rezistiv a rămas aceeași, dar s-a modificat  $Z_{in B}$ , deoarece în emitor apare acum în alternativ numai rezistența dinamică  $r_e$ .

Pentru determinarea experimentală a impedanței de intrare, veți utiliza din nou trucul din Fig. 12.21: intercalarea unei rezistențe între generatorul de semnal și intrarea amplificatorului. Înainte de a măsura tensiunile  $v_g$  și  $v_{in}$ , refăceți reglarea amplitudinii generatorului pentru a obține la ieșire un semnal de aproximativ 1 V<sub>VV</sub>.

Comparați estimarea cu valoarea măsurată. De unde credeți că provine, în principal, diferența ?

Ați determinat impedanța de intrare atît pentru etajul cu sarcină distribuită cît și pentru cel cu emitorul la masă. Comparați valorile obținute și formulați o concluzie.

## Experimentul 5. Amplificatorul cu emitorul la masă în condiții de semnal mare

Calculați valorile extreme pe care le poate atinge potențialul colectorului (tranzistorul blocat și, respectiv, saturat). Spre deosebire de cazul etajului cu sarcină distribuită, lucrurile sunt mai simple deoarece potențialul emitorului nu variază în timp.

Desenați o diagramă pe care să apară cele două valori extreme determinate la paragraful precedent, împreună cu nivelul de repaus al potențialului colectorului. Cu această diagramă, determinați amplitudinea maximă pe care o poate avea semnalul de ieșire, fără să aducă tranzistorul în limitare (blocare sau saturație).

Verificați experimental rezultatul obținut, măbind amplitudinea de la generatorul de semnal și urmărind permanent pe osciloscop evoluția potențialului de colector (atenție, intrarea osciloscopului trebuie cuplată în curent continuu). Desenați pe caiet formele de undă distorsionate datorită atingerii regimului de limitare.

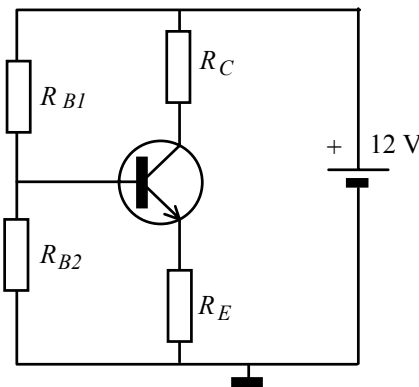
Amplificatorul distorsionează semnalul și înainte de atingerea regimului de limitare. Pentru a observa mai comod aceste distorsiuni de neliniaritate, veți excita amplificatorul generatorul de semnal **triunghiular** de pe planșetă. Măriți cât mai mult amplitudinea semnalului, **fără să aduceți însă amplificatorul în limitare**. Desenați pe caiet formele de undă de la intrare și ieșire. Măsurați la ieșire amplitudinile semialternanței pozitive și ale celei negative (stabiliți, mai întâi, nivelul de repaus). Ce observați ?

Trageți o concluzie în legătura cu liniaritatea amplificatorului cu emitorul la masă. Comparați-l din acest punct de vedere cu etajul cu sarcină distribuită.

Micșorați lent amplitudinea de la generatorul de semnal, urmărind tot timpul forma de undă de la ieșire. Dacă este nevoie, modificați sensibilitatea osciloscopului. Când vi se pare că semnalul de la ieșire nu mai este distorsionat, opriți-vă și măsurați amplitudinea. Acesta este regimul de semnal mic.

## Pagini distractive

A. Oricît de bune ar fi intențiile autorului, nu putem învăța dintr-o carte mai mult decît a înțeles autorul însuși din domeniul despre care vorbește. Astfel, într-o carte ambițioasă <sup>1</sup>, găsim ceea ce aproape toți scriitorii noștri de cărți de electronică ocolesc cu eleganță: **procedura de proiectare** a unui circuit de polarizare cu divizor, ca cel din figura alăturată. Ne facem că nu vedem justificarea, eronată și imprecisă, inventată de autori pentru decizia de a pierde o tensiune de 1 V pe rezistorul din emitor și constatăm cu plăcere că, pornind de la tema de proiectare  $V_{CE} = 5\text{ V}$  și  $I_C = 1\text{ mA}$ , valorile rezistoarelor din emitor și colector sunt calculate corect. De asemenea, este calculat corect potențialul bazei și se pune condiția rezonabilă ca divizorul de tensiune să nu fie influențat semnificativ de curentul bazei, prin alegerea unui curent prin divizor de zece ori mai mare decît curentul de bază (în cazul său cel mai defavorabil). Calculul aritmetic le spune autorilor că rezistoarele divizorului trebuie să aibă valorile  $R_{B1} = 103.65\text{ k}\Omega$  și  $R_{B2} = 16.5\text{ k}\Omega$ .



Dacă totul s-ar fi oprit aici, încă ar fi fost bine, am fi crezut că au omis ultima etapă a procedurii de proiectare. Dar nu, domniile lor țin să ne învețe tot ce cred că știu:

" Observație: Valorile rezistoarelor produse de către industrie aparțin unui șir discret de valori precizate în standarde. Acolo unde valorile rezistoarelor nu sunt critice, ca de pildă în exemplele de mai sus, se aleg pentru rezistoare valori aparținînd șirului amintit cel mai apropiat (sic !) de valorile calculate. Pentru exemplul de mai sus ... se pot alege  $R_C = 6.04\text{ k}\Omega$ ,  $R_{B2} = 104\text{ k}\Omega$ , valori standardizate (ca și  $1\text{ k}\Omega$ , respectiv  $16.5\text{ k}\Omega$ )"

Erorile de exprimare și de tipar nu ne aparțin,  $104\text{ k}\Omega$  trebuie să aibă, de fapt,  $R_{B1}$ . Ce vor să ne spună autorii ? Că industria produce doar un șir discret de valori. Acest lucru este complet fals. Valorile rezistențelor **nu sunt cuantificate**. Industria oferă însă rezistoare cu diferite grade de imprecizie în valoarea lor (+/- 10 %, +/- 5 %, +/- 1 %, etc.). Valorile centrale ale acestor intervale formează șirul discret despre care au aflat autorii. Ignorînd complet gama de toleranță, autorii caută la îndeplinire printre "valorile standardizate" și găsesc, de exemplu, 104 ca fiind cea mai apropiată de 103.65, cît a ieșit din calcul. Numai că această valoare "standardizată" se găsește doar în seria E 192 <sup>2</sup> care este o serie cu toleranța de +/- 0.5 % ! Nici valorile 6.04 și 16.5 nu sunt valori uzuale, ele se găsesc doar cu toleranțe mai bune sau egale cu +/- 1 %. În opinia autorilor, aceste valori "nu sunt critice".

Credem că v-ați dat seama de ce ne sfătuiesc autorii acest lucru : habar n-au ce precizie are calculul pe care l-au făcut. Știi doar că valorile "nu sunt critice" . În realitate, nu avem cum să ne așteptăm ca tensiunea de alimentare să fie 12 V cu o precizie mult mai bună de 5 % iar valorile rezistențelor  $R_{B1}$  și  $R_{B2}$  au fost obținute din valoarea tensiunii de alimentare, fiind proporționale cu aceasta. Mai mult, nici raportul lor nu este cunoscut cu precizie deoarece divizorul a fost considerat "în gol" dar curentul de bază va coborî cam cu o zecime valoarea tensiunii măsurată în gol. Cu alte cuvinte, datorită aproximației făcute, valorile calculate pentru rezistențelor divizorului au o imprecizie de cel puțin 10 %. Autorii noștri scriu rezultatul cu cinci cifre semnificative și ne sfătuiesc să alegem rezistoare de toleranță +/- 0.5 %. Ce noroc am avut că "valorile nu sunt critice" și nu au utilizat un calculator de buzunar cu opt cifre semnificative !

<sup>1</sup> \*\*\*, "Electronică ...", Editura Academiei Române, București, 1994, ISBN 973-27-0377-6.

<sup>2</sup> Radu Oviudiu, "Componente electronice pasive - Catalog", Ed. Tehnică, București, 1981.

**B.** Am mai discutat, în Volumul 1, o problemă propusă la Olimpiada națională de fizică, 1998<sup>3</sup>. Aceasta se referă la "un etaj de amplificare cu un tranzistor în montaj cu emitorul comun" a cărui schemă este prezentată în figura alăturată.

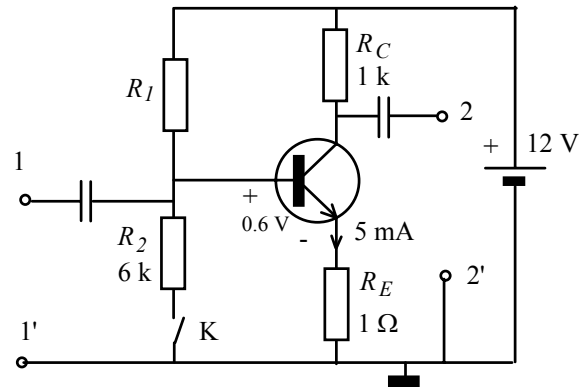
Ne ocupăm acum de năstrușnicul rezistor intercalat în circuitul emitorului, care are valoarea de  $1 \Omega$ . La curentul de  $5 \text{ mA}$  pe el cade în repaus o tensiune de  $5 \text{ mV}$ , infimă în comparație cu tensiunea bază-emitor cu valoarea de  $600 \text{ mV}$ . Din acest motiv, efectul acestui rezistor asupra stabilității termice este practic inexistent.

Pe de altă parte, acest rezistor micșorează amplificarea de tensiune a etajului, aceasta avînd expresia

$$A = \frac{R_C}{r_e + R_E}.$$

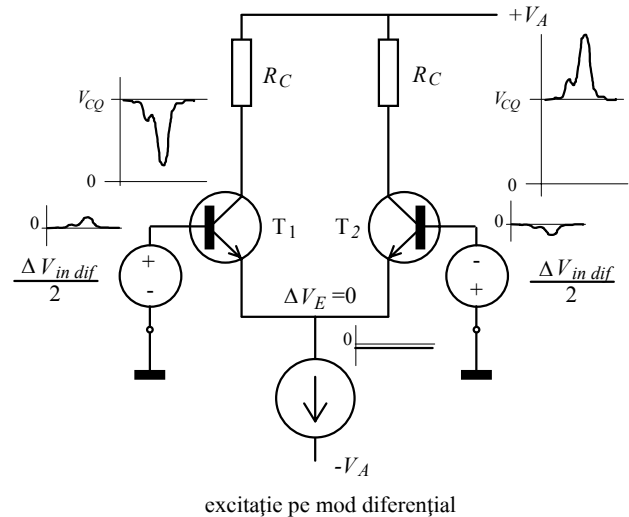
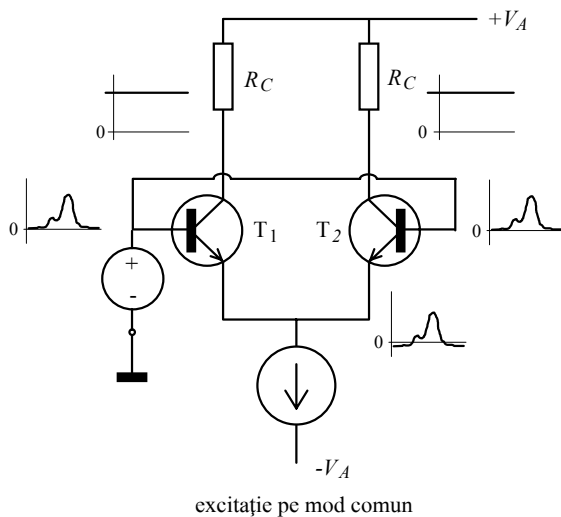
La curentul de colector precizat, rezistența dinamică  $r_e$  are valoarea de  $5 \Omega$ ; astfel, introducerea rezistorului din emitor coboară amplificarea de la 200 doar la 167, reacția negativă introdusă fiind extrem de slabă.

În concluzie, prezența rezistorului de  $1 \Omega$  din emitor nu are nici un rost. Dacă nu ne gîndim la acela al deconspirării gradului de competență al autorului problemei.



<sup>3</sup> \*\*\*, "Fizică", Manual pentru clasa a X-a, Ed. Teora Educațional, București, 2000.

## Amplificatorul diferențial



- A. Introducere 182
- B. Etajul diferențial ideal 182
- C. Performanțele etajelor diferențiale reale 188
- D. Utilizarea amplificatoarelor diferențiale 197
- E. Proiectarea unui etaj diferențial 207
- Probleme rezolvate 213, probleme propuse 219
- Lucrare experimentală 221

## A. Introducere

Dintre etajele cu un singur tranzistor, numai amplificatorul cu emitor comun oferă o amplificare de tensiune mare cu o impedanță de intrare rezonabilă. Cu toate acestea, el nu poate rezolva o problemă extrem de frecvent întâlnită în aplicații: amplificarea unui semnal **de amplitudine foarte mică** (de la microvolți spre 1 mV) **ce evoluează în jurul valorii 0 foarte lent sau chiar rămâne constant**. Aceasta este situația semnalului oferit de un termocuplu care măsoară temperaturi, a semnalelor bioelectrice și a multor altor senzori utilizați în știință sau tehnologie.

Prima dificultate vine din faptul că semnalul evoluează în jurul valorii zero, pe când baza tranzistorului trebuie să se afle pe la 600 mV. În audiofrecvență (20 Hz - 20 kHz) problema se rezolvă prin cuplarea generatorului de semnal prin intermediul unui condensator ce blochează componenta continuă, dar la 0.001 Hz soluția este nepractică iar la 0 Hz devine de-a dreptul imposibilă. Am putea, în principiu, rezolva problema intercalând în serie cu generatorul de semnal o sursă de tensiune continuă cu valoarea ajustată fin, pentru a stabili regimul de repaus dorit pentru tranzistor (Fig. 13.1). Deocamdată această soluție pare numai dificilă, întrucât sursa de tensiune continuă, cu o valoare în jur de 0.6 V, trebuie să nu-și modifice în timp tensiunea cu mai mult de 1  $\mu\text{V}$  - 10  $\mu\text{V}$  (după cât este mărimea semnalului ce trebuie amplificat), ceea ce înseamnă o stabilitate de 2-20 părți într-un milion !

Dar chiar dacă am rezolvat prima dificultate, ne așteaptă alta: evoluția cu temperatura a curentului prin tranzistor. În plus, polarizarea cu o sursă ideală de tensiune a agravat această problemă, acum fiecare modificare cu un grad este echivalentă cu

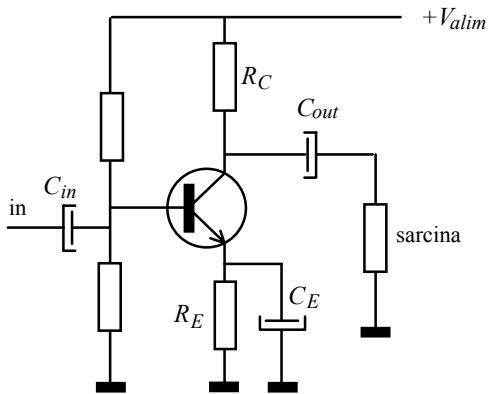


Fig. 13.2. Amplificator audio cu emitor comun.

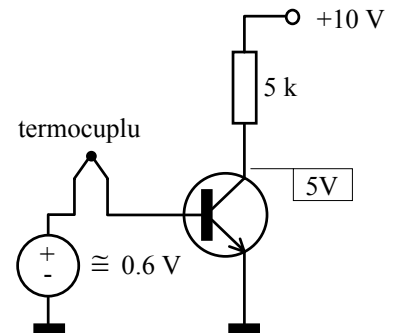


Fig. 13.1. Cuplarea sensorului în curent continuu la un amplificator cu emitor comun.

o variație de aproximativ 2mV a semnalului de la senzor. Bine, veți spune, dar aceste lucruri se întâmplau și la audiofrecvență, acolo de ce nu ne deranjau ? Pentru că temperatura se modifică lent, mult mai lent decât cele 20 de cicluri pe secundă ale celui mai "grav" semnal audio și putem să separăm aceste efecte **după gama lor de frecvențe**. Condensatorul din emitor  $C_E$  (Fig. 13.2) scurtcircuitează rezistența  $R_E$  numai la frecvențe peste 20 Hz și numai acolo amplificarea este de ordinul sutelor; pentru frecvențe foarte mici, inclusiv frecvența zero, amplificarea este  $R_C/R_E$ , abia ajungînd pe la valoarea 10. În plus, condensatorul de ieșire  $C_{out}$  acționează împreună cu rezistența de sarcină și impedanța de ieșire ca un filtru **trece sus**, amplificarea scăzînd, peste frecvența de tăiere, ca  $1/f$ .

## B. Etajul diferențial ideal

În situația experimentală pe care o analizăm, semnalul util are componentele în aceeași bandă de frecvențe ca și efectele datorate variației temperaturii și nu poate fi separat de acestea prin filtrare. Trebuie să-l separăm **folosind alt criteriu**. Soluția o reprezintă utilizarea unei structuri simetrice, realizată cu două tranzistoare pe care le vom presupune, deocamdată, perfect identice, montate ca în Fig. 13.3. Variația temperaturii va afecta identic cele două tranzistoare dar semnalul pe care vrem să-l amplificăm va fi aplicat în

așa fel încît să acționeze asupra tranzistoarelor în sensuri contrare, producînd o **diferență** între potențialele bazelor. Acesta este noul criteriu care va permite separarea efectelor semnalului de cele ale modificării temperaturii.

Deoarece este sensibilă numai la diferența potențialelor bazelor, structura din Fig. 13.3 se numește **etaj diferențial** sau **amplificator diferențial**. Avantajele oferite de ea sunt mai numeroase și, din această cauză, este cea mai utilizată configurație în instrumentația electronică, atît în forma sa cu tranzistoare discrete, cît mai ales în componența **amplificatoarelor operaționale** (integrate).

Trucul ce stă la baza funcționării etajului diferențial constă în legarea celor două emitoare împreună, tranzistoarele fiind puse astfel să concureze în orice moment pentru împărțirea curentului constant  $I_{EE}$  furnizat de sursa ideală de curent

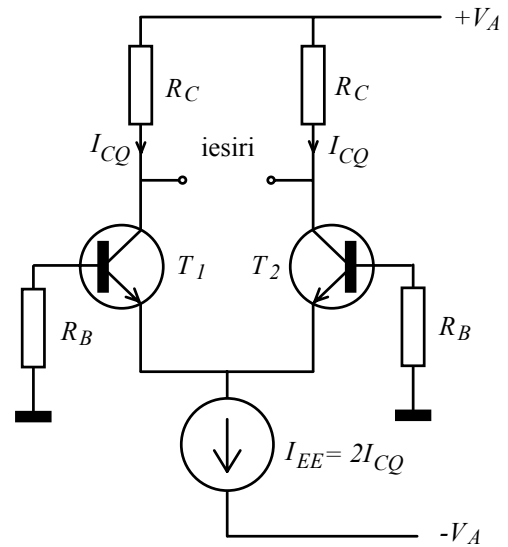


Fig. 13.3. Structura etajului diferențial.

$$\boxed{I_{C1}(t) + I_{C2}(t) = I_{EE} = \text{constant}} \quad (13.1)$$

### Regimul de repaus

În starea de repaus, datorită perfecte simetrii a etajului, împărțirea se face frățește și avem curenții de colector de repaus

$$I_{CQ1} = I_{CQ2} = I_{CQ} = I_{EE}/2 \quad (13.2)$$

ambele colectoare găsind-se la potențialul de repaus

$$V_{CQ} = V_A - I_{CQ}R_C. \quad (13.3)$$

Curenții prin baze,  $I_{BQ} = I_{CQ}/\beta$ , sunt mici iar rezistențele  $R_B$  au o valoare suficient de coborîtă încît pe ele să cadă doar cîteva zecimi de volt. Astfel, bazele sunt în repaus la potențial nul

$$V_{BQ1} = V_{BQ2} \cong 0 \quad (13.4)$$

iar potențialul emitoarelor este cu 0.6 V mai jos

$$V_{EQ} \cong -0.6 \text{ V}. \quad (13.5)$$

Pentru ca tranzistoarele să fie în regiunea activă, potențialul de colector trebuie să fie la valori pozitive; cel mai adesea, el se stabilește la jumătate între masă și alimentarea pozitivă, adică la  $V_A/2$ .

### Efectul temperaturii

Ce se întâmplă cu acest punct static de funcționare la modificarea temperaturii? Elementele cheie sunt acelea că tranzistoarele și rezistoarele celor două secțiuni sunt perfect identice și ambele tranzistoare au aceeași temperatură. Pentru un astfel de **etaj diferențial ideal**, tranzistoarele suferă modificări identice ale parametrilor lor și, în consecință, **simetria etajului se păstrează**. Dar simetria cere ca  $I_{C1} = I_{C2} = I_{EE}/2$  și, deci

punctul de funcționare al etajului diferențial ideal este complet insensibil la variațiile temperaturii.

Cît de aproape de această funcționare ideală ajung etajele diferențiale reale vom discuta puțin mai târziu.

### Excitarea pe mod comun

Etajul diferențial are **două intrări**, care sunt bazele celor două tranzistoare, și **două ieșiri**, care sunt colectoarele tranzistoarelor. Avînd la dispoziție două intrări, îl putem excita în mai multe moduri. Cel mai simplu este să legăm bazele împreună și să le conectăm la un generator de semnal capabil să furnizeze curentul continuu de polarizare a bazelor, ca în Fig. 13.4. O asemenea excitație în care potențialele bazelor suferă variații identice se numește **pe mod comun**. Tensiunea de intrare este evident  $\Delta V_{in\ com} = \Delta V_{B1} = \Delta V_{B2}$ . O tensiune de intrare pe mod comun se poate defini, însă, pe cazul general cînd  $\Delta V_{B1} \neq \Delta V_{B2}$  prin **media celor două variații**

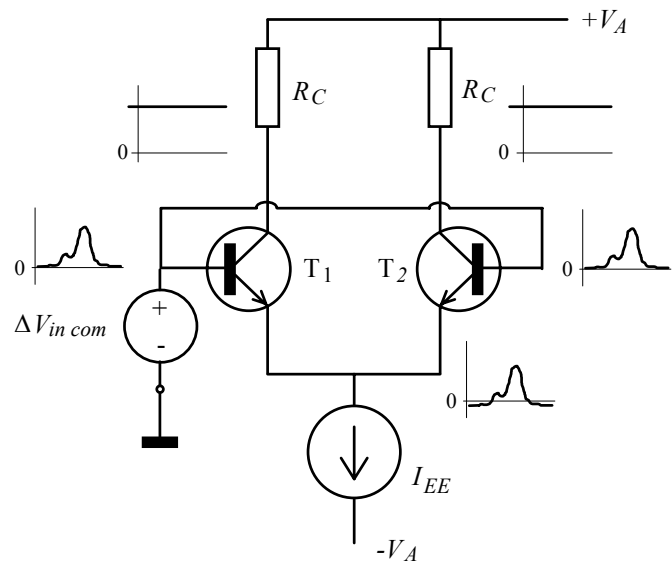


Fig. 13.4. Excitarea pe mod comun.

$$v_{in\ com} = \Delta V_{in\ com} = \frac{\Delta V_{B1} + \Delta V_{B2}}{2}; \quad (13.6)$$

cum valorile de repaus față de care se măsoară aceste variații sunt nule, tensiunea de intrare pe mod comun este de fapt chiar media potențialelor bazelor  $v_{in\ com} = (V_{B1} + V_{B2})/2$

Deși potențialele bazelor suferă variații față de valoarea de repaus care este 0 V, deoarece acestea sunt egale, simetria etajului se păstrează și curenții de colector nu se modifică. În consecință, variațiile potențialelor de colector în raport cu valoarea de repaus  $V_{CQ}$  sunt nule,  $\Delta V_{C1} = \Delta V_{C2} = 0$ . Putem defini, pe cazul general, și o **tensiune de ieșire pe mod comun**, tot cu medie,

$$v_{out\ com} = \Delta V_{out\ com} = \frac{\Delta V_{C1} + \Delta V_{C2}}{2}; \quad (13.7)$$

de data aceasta valorile de repaus **nu mai sunt nule** (colectoarele nu stau în repaus la potențialul masei) și trebuie să avem grijă să luăm întodeauna **variațiile față de regimul de repaus**.



Pe cazul general (nu neapărat excitație pe mod comun), tensiunile de intrare și ieșire pe mod comun se definesc ca medii ale variațiilor potențialelor bazelor și, respectiv, colectoarelor celor două tranzistoare.

Introducem, astfel, **amplificarea pe mod comun**

$$A_{com} = \frac{\Delta V_C}{\Delta V_B}; \quad (13.8)$$

ea este nulă pentru etajul diferențial ideal.

Pentru etajul diferențial ideal, excitația pe mod comun nu are nici un efect; amplificarea pe mod comun este nulă.

Să vedem acum ce impedanță vede generatorul de semnal care excită **pe mod comun** etajul. Curenții de colector nu se modifică, deci nu se vor modifica nici curenții din baze și  $\Delta I_{B1} = \Delta I_{B2} = 0$ . În consecință,

impedanța de intrare pe mod comun a etajului diferențial ideal este infinită.

Acest lucru nu înseamnă că etajul diferențial are curenți nuli în baze, ei există și sunt egali cu  $I_{CQ}/\beta$ , dar sunt perfect constanți în timp. Generatorul de semnal (sau rezistențele de polarizare legate între baze și masă) trebuie să furnizeze acești curenți, în caz contrar etajul nu funcționează.

#### Cît de mare poate fi excitația pe mod comun

Pentru ca raționamentul nostru anterior să fie corect, trebuie ca tranzistoarele să fie în regiunea activă iar sursa ideală de curent să funcționeze. Din acest motiv, excitația pe mod comun nu poate fi oricît de mare. Dacă potențialul comun al bazelor urcă peste potențialul de repaus al colectoarelor  $V_{CQ}$ , se deschid joncțiunile bază-colector și tranzistoarele intră în saturație. Pe de altă parte, dacă potențialul bazelor coboară prea aproape de  $-V_A$ , potențialul emitoarelor, care este cu  $-0.6$  V mai jos, ajunge și el în apropierea lui  $-V_A$  și sursa de curent încetează să mai funcționeze (spunem că sursa are o complianță de tensiune limitată). În concluzie,

Excursia permisă a semnalului de mod comun este mare, de ordinul volților, fiind limitată superior de potențialul de repaus al colectoarelor,  $V_{CQ}$ , iar inferior de complianța de tensiune a sursei de curent.

#### Excitarea diferențială cu semnale mici

Să excităm acum etajul într-un mod complet diferit, asigurînd ca în orice moment variațiile potențialelor bazelor să fie egale dar opuse ca semn, ca în Fig. 13.5; astfel, tensiunea de intrare pe mod comun (media) este nulă în orice moment.

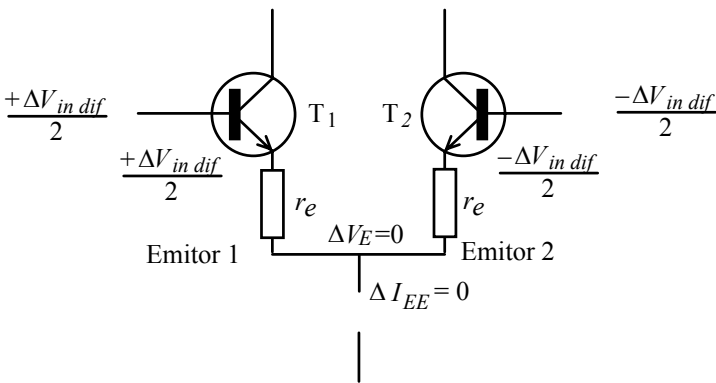
Definim în general (nu neapărat cu excitație pur diferențială) tensiunea de intrare diferențială prin **diferența variațiilor potențialelor bazelor**

$$v_{in\ dif} = \Delta V_{in\ dif} = \Delta V_{B1} - \Delta V_{B2} = (V_{B1} - V_{BQ1}) - (V_{B2} - V_{BQ2}); \quad (13.9)$$

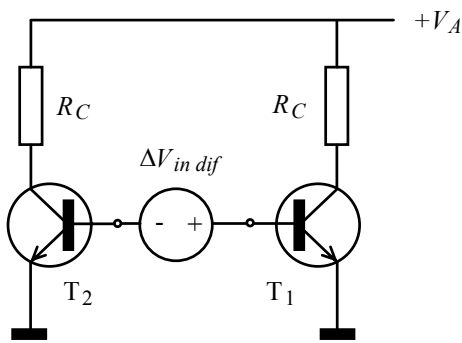
cum în repaus bazele au potențiale egale, tensiunea de intrare diferențială este, de fapt, diferența între potențialele bazelor

$$v_{in\ dif} = V_{B1} - V_{B2} \quad (13.10)$$

În cazul excitației pur diferențiale,  $V_{B1} = -V_{B2}$  și bazele suferă variațiile  $+V_{in\ dif}/2$  și, respectiv,  $-V_{in\ dif}/2$ . Ce se întâmplă acum cu potențialele colectoarelor? Pentru a răspunde la această întrebare, să vedem ce face potențialul emitoarelor  $V_E$  **în cazul unor variații mici**. Cu modelul tranzistorului pe care l-am folosit în capitolele anterioare, schema echivalentă pentru variații mici este cea din Fig. 13.6 a). Variațiile potențialelor bazelor se



a)



pentru variații mici, potențialul emitoarelor este constant și acestea par legate la masă

b)

Fig. 13.6. Analiza excitației pe mod diferențial (a) și schema echivalentă (b).

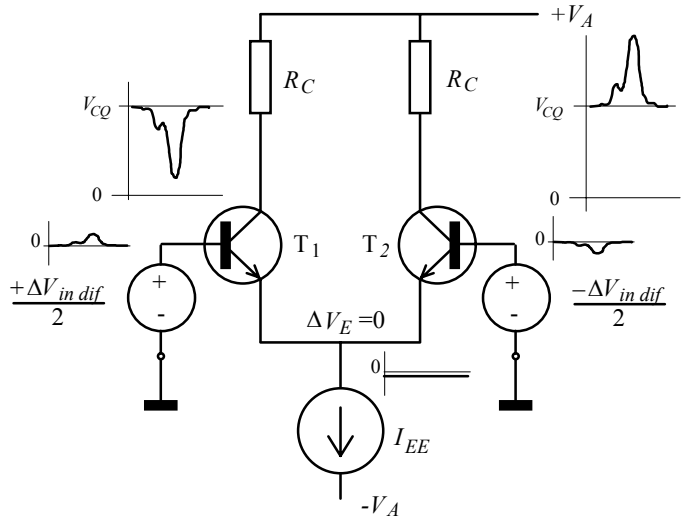


Fig. 13.5. Excitarea pe mod pur diferențial.

regăsesc identic la emitoarele "interne". Pentru variația de potențial  $\Delta V_E$  a emitoarelor externe (adevărate) aplicăm teorema Milman, ținând seama că cele două rezistențe dinamice din emitoare sunt identice datorită egalității curenților de repaus,

$$\Delta V_E = \frac{\Delta V_{B1}/r_e + \Delta V_{B2}/r_e}{2/r_e} = 0$$

(13.11)

Pentru semnale mici, potențialul emitoarelor este aproximativ constant; pentru variații este ca și cum acest punct ar fi legat la masă.

Fiecare dintre tranzistoare acționează separat ca niște amplificatoare banale cu emitorul la masă, unul amplificând semnalul  $+V_{in\ dif}/2$  iar celălalt semnalul  $-V_{in\ dif}/2$ . Astfel, excitat diferențial cu semnale mici, etajul diferențial este echivalent cu structura arătată în Fig. 13.6 b).

Cum amplificarea de semnal mic a unui etaj cu emitorul la masă este  $A = -R_C/r_e$ , putem calcula imediat variațiile potențialelor de colector

$$\begin{aligned}\Delta V_{C1} &= -\frac{R_C}{2r_e} \Delta V_{in\ dif}; \\ \Delta V_{C2} &= +\frac{R_C}{2r_e} \Delta V_{in\ dif}\end{aligned}\quad (13.12)$$

Colectoarele suferă variații de potențial egale și de sensuri contrare; astfel, tensiunea de ieșire pe mod comun  $\Delta V_{out\ com} = (\Delta V_{C1} + \Delta V_{C2})/2$  este nulă.

Așa cum am definit o tensiune de intrare diferențială, definim **tensiunea de ieșire diferențială**, prin diferența între variațiile de potențial ale colectoarelor

$$\begin{aligned}v_{out\ dif} = \Delta V_{out\ dif} &= \Delta V_{C1} - \Delta V_{C2} = (V_{C1} - V_{CQ}) - (V_{C2} - V_{CQ}) = \\ &= V_{C1} - V_{C2}\end{aligned}\quad (13.13)$$

Putem acum caracteriza comportarea amplificatorului prin **amplificarea pe mod diferențial**, definită ca

$$A_{dif} = \frac{\Delta V_{out\ dif}}{\Delta V_{in\ dif}} = \frac{V_{C1} - V_{C2}}{V_{B1} - V_{B2}};\quad (13.14)$$

din (13.12) rezultă imediat valoarea acesteia

$$A_{dif} = -\frac{R_C}{r_e} = -\frac{I_{CQ} R_C}{V_T} = -\frac{U_{RC\ repaus}}{25\text{ mV}}\quad (13.15)$$

Excitat pe mod diferențial cu semnale mici, etajul diferențial are o amplificare egală cu aceea a unui amplificator cu emitor comun operat în același punct static de funcționare și cu aceeași rezistență de colector.

Polarizat astfel încât  $V_{CQ} = V_A/2$ , valoarea amplificării pe mod diferențial este pur și simplu 20 înmulțit cu tensiunea de alimentare  $V_A$  exprimată în volți.

Din schema echivalentă din Fig. 13.6 b) rezultă imediat și impedanța de intrare văzută de generatorul de semnal: dublul impedanței de intrare într-una din baze (deoarece sunt văzute în serie), adică

$$Z_{in\ dif} = 2\beta r_e = 2\beta \frac{25\text{ mV}}{I_{CQ}}\quad (13.16).$$

Putem trage acum o concluzie în privința comportării etajului diferențial ideal.

Dacă potențialele bazelor sunt în orice moment egale între ele, atunci acestea pot evolua în limite largi fără ca acest lucru să se resimtă la ieșire. Un dezechilibru între potențialele bazelor produce, însă, un dezechilibru de sute de ori mai mare între potențialele celor două colectoare; etajul este sensibil, astfel, numai la diferența între potențialele intrărilor.

## C. Performanțele etajelor diferențiale reale

### Etajele diferențiale disponibile nu sunt ideale

A venit momentul să ne întrebăm cât de aproape de idealitate sunt etajele diferențiale reale. Dacă tranzistoarele și rezistoarele celor două secțiuni ale etajului diferențial ar fi perfect identice, atunci, cu cele două baze legate la masă, potențialele celor două colectoare ar fi perfect egale  $V_{C1} = V_{C2}$ . În realitate însă, ariile celor două tranzistoare nu sunt exact egale, valorile parametrilor  $I_S$  din caracteristica de transfer  $I_C = I_S e^{V_{BE}/V_T}$  diferă puțin între ele și, în consecință, deși tensiunile bază-emitor sunt identice, ( $V_{BE1} = V_{BE2}$ ) curenții de colector **nu sunt**,  $I_{C1} \neq I_{C2}$ . La aceasta se mai adaugă neîmperecherea exactă a rezistoarelor din colector  $R_{C1} \neq R_{C2}$ ; astfel,

la un etaj diferențial real, chiar dacă legăm la masă ambele intrări, potențialele de colector nu sunt riguros egale.

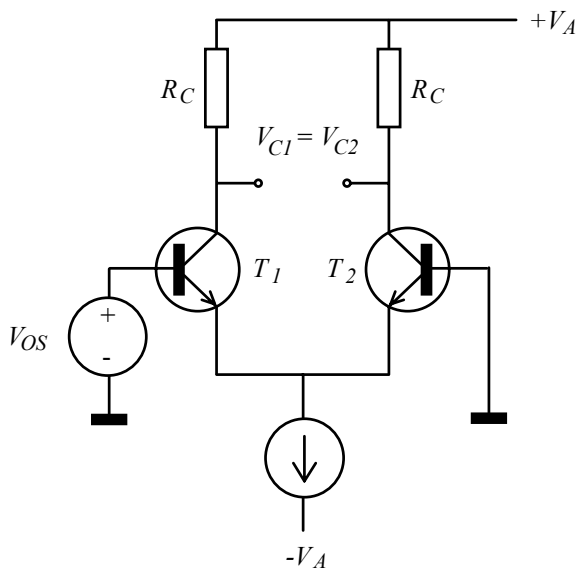


Fig. 13.7. Definirea tensiunii de decalaj la intrare: sursa de tensiune  $V_{OS}$  elimină dezechilibrul produs de neîmperecherea componentelor.

Pentru caracterizarea cantitativă a acestui dezechilibru nu se utilizează diferența  $V_{C1} - V_{C2}$  de la ieșire ci diferența  $V_{OS} = V_{B1} - V_{B2}$  care, aplicată la intrare, ar restabili echilibrul (Fig. 13.7). Această tensiune este numită **tensiune de decalaj raportată la intrare** sau, mai scurt, tensiune de decalaj (voltage offset în limba engleză. Cu alte cuvinte,

neîmperecherea exactă a componentelor are exact același efect ca tensiunea de decalaj aplicată la intrarea unui etaj ideal.

Acest mod de a caracteriza efectul neidentității secțiunilor are două avantaje esențiale. În primul rând, **este independent de mărimea amplificării  $A_{dif}$**  (lucru care nu s-ar fi întâmplat dacă am fi măsurat efectul la ieșire). În al doilea rând, tensiunea de decalaj poate fi comparată **direct** cu mărimea semnalului care trebuie amplificat și putem decide imediat dacă efectul este sau nu deranjant. De exemplu, o tensiune de decalaj de 1 mV ar putea fi acceptată când amplificăm un semnal de 100 mV dar reprezintă o problemă ce trebuie rezolvată dacă vrem să amplificăm un semnal de 0.1 mV.

Atunci când se realizează mai multe exemplare de etaje diferențiale, cu aceeași schemă și componente de același tip, gradul de împerechere a componentelor diferă de la exemplar la exemplar și tensiunea de decalaj  $V_{OS}$  este împrăștiată statistic, având atât valori pozitive cât și valori negative. Aproape niciodată ea nu este cunoscută pentru un anumit exemplar, se cunoaște o valoare **tipică**, și o valoare **maximă** a modului acestei tensiuni (producătorul a aruncat exemplarele la care gradul de împerechere era insuficient). Evident, la proiectare trebuie să luăm în considerație cazul cel mai defavorabil, adică valoarea maximă.

Cu tranzistoare discrete trebuie să vă așteptați la valori mari ale tensiunii de decalaj. O soluție bună este utilizarea unei perechi de tranzistoare dintr-o **arie de tranzistoare integrată** (un circuit integrat cu tranzistoare pe care puteți să le interconectați după dorință). Cu aceste tranzistoare puteți obține tensiuni de decalaj de ordinul 3-5 mV. Tensiuni de decalaj cam de aceeași valoare oferă și amplificatoarele operaționale 741, odată la modă, dar acum considerate depășite (Fig. 13.8 a). Amplificatorul operațional OP 27, care este acum standard industrial, are tensiunea de decalaj tipică de 10  $\mu$ V iar cea maximă de 25  $\mu$ V. Pentru aplicații speciale puteți găsi un amplificator operațional și mai bun, cum este AD707C, cu o tensiune de decalaj tipică de numai 5  $\mu$ V.

Cînd am vorbit despre efectul nul al temperaturii asupra etajului diferențial ideal, ne-am bazat pe împerecherea absolut exactă a componentelor. În realitate ele nu sunt împerecheate perfect și nici temperaturile celor două tranzistoare nu sunt riguros egale; în consecință, temperatura afectează punctul de funcționare. Mărimea acestui efect se caracterizează prin **coeficientul de variație cu temperatura a tensiunii de decalaj** (numit uneori, simplu, drift termic)

În cazul etajelor cu componente discrete, tranzistoarele și rezistoarele trebuie selecționate cu grijă iar tranzistoarele montate în foarte bun contact termic unul cu celălalt. Oricît de bine am face aceste lucruri, driftul termic nu poate fi redus prea mult.

Cu totul altfel stau lucrurile dacă tranzistoarele sunt realizate pe același "chip" de siliciu: ele sunt mult mai apropiate ca parametri iar diferența între temperaturile lor este extrem de mică. Din acest motiv, cu tranzistoare dintr-o arie integrată, driftul tensiunii de decalaj este de ordinul a 1-2  $\mu$ V pe grad. Etajele de intrare ale amplificatoarelor operaționale de precizie sunt optimizate din acest punct de vedere și driftul termic este încă și mai mic (Fig. 13.8 b). La amplificatorul operațional OP27, acesta este doar de 0.2-0.6  $\mu$ V pe grad iar, dacă doriți unul și mai bun, îl puteți alege pe OP77 care are numai 0.1-0.3  $\mu$ V pe grad.

Printr-o tehnică specială, ce implică funcționarea anumitor etaj în regim de comutație, se realizează amplificatoare operaționale "stabilizate prin eşantionare" (chopper stabilized), cum este LTC1050, care ajung la tensiuni de decalaj de numai 0.7  $\mu$ V, cu o valoare a driftului de 0.01-0.05  $\mu$ V pe grad.

O altă presupunere pe care am făcut-o asupra etajului diferențial ideal este că **sursa de curent din emitoare este ideală**. Așa ceva nu există, orice sursă de curent realizabilă are o rezistență dinamică ce nu este infinită. Din această cauză, amplificarea pe mod comun a unui etaj diferențial real **nu poate fi nulă**. Amînăm discuția cantitativă a acestui aspect dar vom reveni atunci cînd vom încerca să înlocuim sursa de curent, pentru economie, cu un banal rezistor.

### Excitarea diferențială cu semnale mari

Cu puțin efort algebric, putem să deducem comportarea etajului la excitație diferențială, fără să mai considerăm variațiile ca fiind mici. Lăsăm calculul pe seama problemei rezolvate de la sfîrșitul capitoului; acesta conduce în final la caracteristica de transfer intrare-ieșire

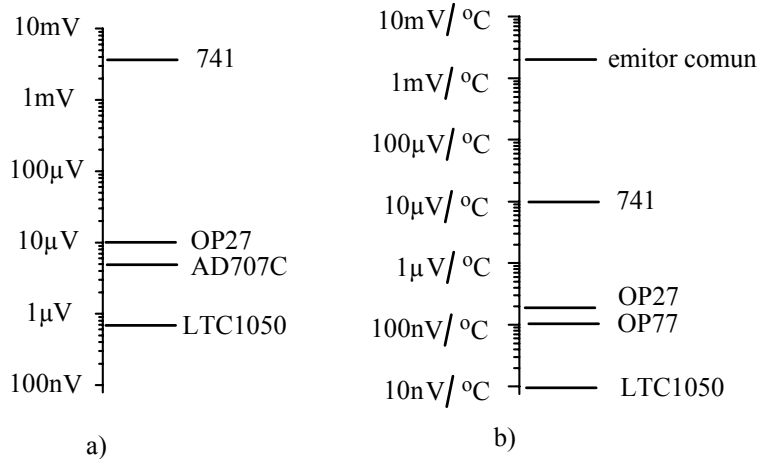


Fig. 13.8. Valori tipice pentru tensiunea de decalaj (a) și pentru driftul ei cu temperatura (b).

$$v_{out\ dif} = \Delta V_{out\ dif} = V_{C1} - V_{C2} = -2I_{CQ}R_C \tanh\left(\frac{v_{in\ dif}}{2V_T}\right) \quad (13.17)$$

care este o dependență după funcția tangenta hiperbolică.

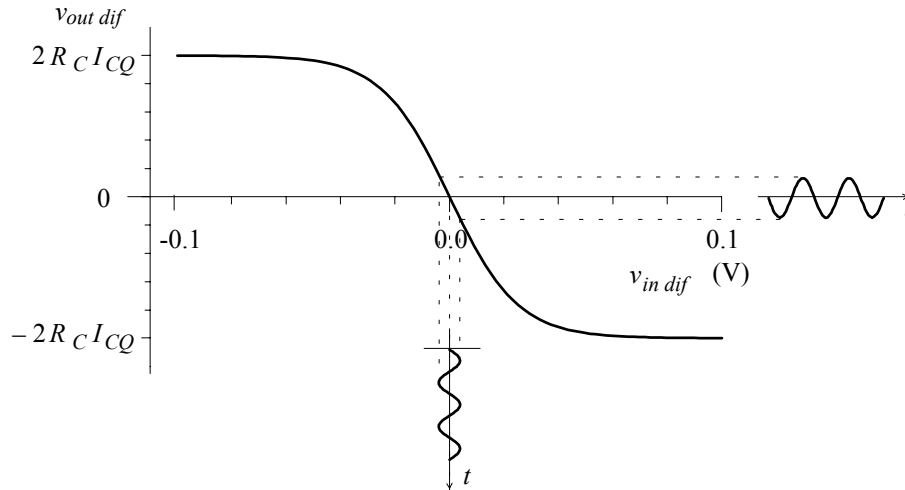


Fig. 13.9. Caracteristica de transfer a etajului diferențial.

Forma acestei dependențe, este reprezentată în Fig. 13.9. Caracteristica de transfer a etajului este deci neliniară, tensiunea de ieșire diferențială limitându-se asimptotic la valorile  $\pm 2I_{CQ}R_C = \pm I_{EE}R_C$  situații în care curentul furnizat de sursa de curent trece practic numai printr-unul dintre tranzistoare. În zona unde argumentul funcției hiperbolice este  $\ll 1$ , adică  $v_{in\ dif} \ll 50\text{ mV}$ , caracteristica este aproximativ liniară, avînd panta  $-(I_{CQ}R_C)/V_T$ . Tocmai am regăsit regimul de variații mici în jurul punctului static de funcționare (situat la  $v_{in\ dif} = 0$ ) și chiar formula (13.15) a amplificării.

Așa cum a fost considerat pînă acum, etajul diferențial este **un amplificator de semnal mic**. Dacă dorim ca excursia  $\Delta V_{out\ dif}$  să fie mare, semnalul va fi distorsionat. În plus, trebuie să ținem seama și de un alt aspect: **joncțiunea bază emitor a unui tranzistor bipolar se străpunge invers la o tensiune peste 6 V**. Din această cauză,

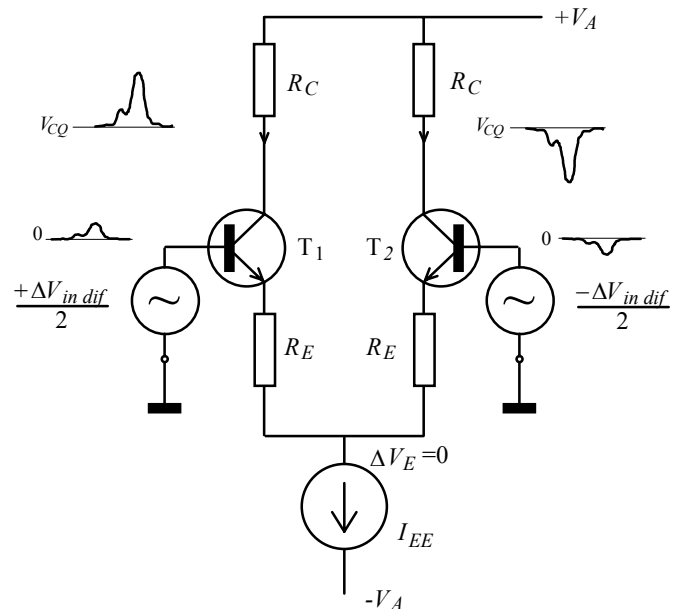


Fig. 13.10. Etaj diferențial cu degenerare în emitoare.

chiar dacă nu ne deranjează neliniaritatea, excursia tensiunii de intrare diferențiale trebuie să fie limitată sub  $\pm 6\text{ V}$ .

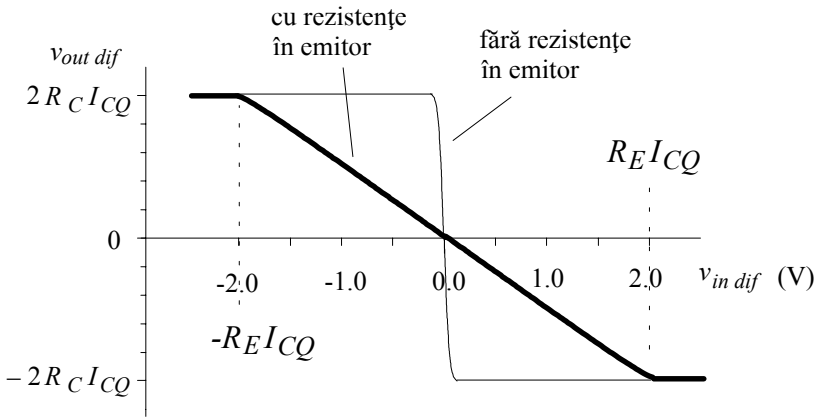


Fig. 13.11. Caracteristica de transfer a etajului diferențial degenerat în emitoare (linia grosă) în comparație cu a etajului nedegenerat.

Putem extinde domeniul de liniaritate al etajului, cu prețul scăderii amplificării, exact așa cum am făcut în cazul etajului cu emitor comun: prin intercalarea unor rezistențe în emitoare (degenerare în emitor), ca în Fig. 13.10. Cum rezistențele  $R_E$  apar în serie cu rezistențele dinamice intrinseci  $r_e$  și sunt mult mai mari decât acestea, formula amplificării diferențiale de semnal mic devine

eroarea relativă a acestei aproximații este de ordinul raportului între tensiunea termică de 25 mV și tensiunea pierdută în repaus pe  $R_E$ .

Ceea ce am câștigat cu prețul micșorării amplificării, se observă pe noua caracteristică de transfer, reprezentată în Fig. 13.11, comparativ cu aceea a etajului fără rezistențe în emitor. Liniaritatea se extinde mult, ceea ce permite obținerea în colectoare a unor excursii de tensiune pînă aproape de tensiunea de alimentare. În plus, acum o parte importantă din tensiunea  $V_{B1} - V_{B2}$  cade pe rezistențele din emitor și joncțiunile bază-emitor nu mai sunt în pericol să se străpungă invers.

Un alt punct câștigat datorită sacrificării amplificării este impedanța de intrare, care se mărește, devenind acum

$$\boxed{Z_{in\ dif} = 2\beta R_E} \quad (13.19)$$

**Varianta ieftină: înlocuirea sursei de curent cu un rezistor**

De multe ori se preferă utilizarea, în locul sursei de curent, a unui banal rezistor, ca în Fig. 13.12. Mai puțin academici în exprimare, unii autori americani numesc acest etaj "long-tailed pair", adică perechea cu coadă lungă. Analiza acestui etaj este utilă și dintr-un alt motiv, mai puțin evident la prima privire: sursele de curent pe care le putem efectiv lega în emitoarele etajului diferențial nu sunt niciodată ideale, avînd o rezistență dinamică  $r_{ee}$ .

Să reluăm cazul excitației pe mod comun. Deși simetria etajului se păstrează, suma  $I_{EE}$  a curenților de emitor nu mai rămîne constantă. Desenăm schema echivalentă pentru variații din Fig. 13.13 a) dar, în loc să scriem ecuații, preferăm să facem o scamatorie: considerăm că rezistența  $R_{EE}$  este alcătuită din două rezistențe de valoare  $2R_{EE}$  legate în paralel (desenul b al figurii). Circuitul este perfect simetric, nu există curent între ramurile verticale care pot fi, astfel, despărțite ca

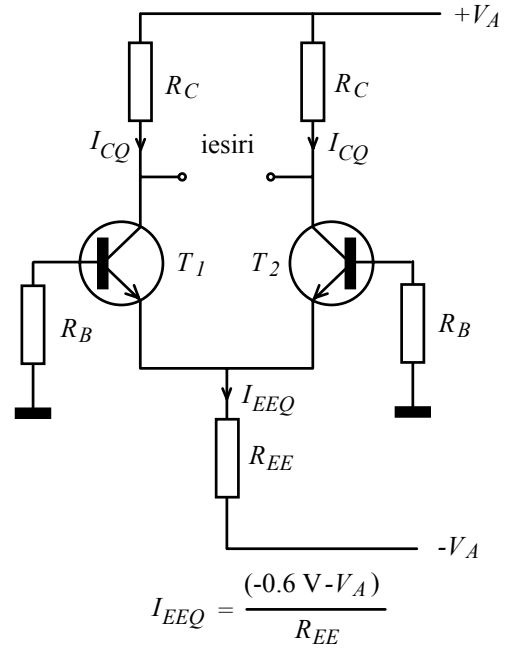


Fig. 13.12. Varianta ieftină a etajului diferențial: sursa de curent a fost înlocuită cu rezistorul  $R_{EE}$ .

niște frați siamezi.

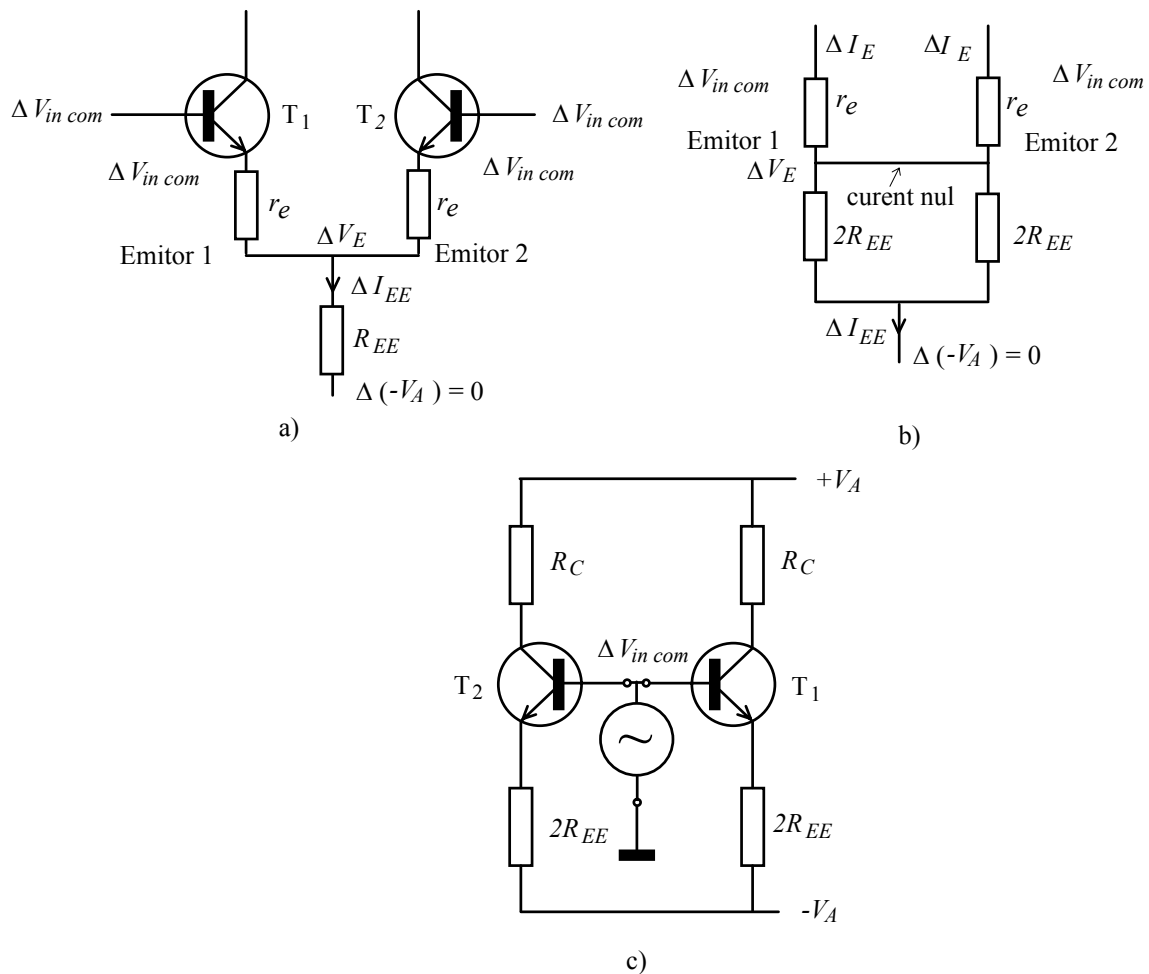


Fig. 13.13. Excitarea pe mod comun a unui etaj diferențial la care sursa de curent a fost înlocuită cu rezistorul  $R_{EE}$  (a,b) și schema echivalentă (c).

Rezultă imediat că  $\Delta I_C = \Delta I_E = \Delta V_{in\ com} / (r_e + 2R_{EE}) \cong \Delta V_{in\ com} / 2R_{EE}$ , circuitul fiind echivalent cu cel din Fig. 13.13 c). Recunoaștem aici două amplificatoare cu sarcină distribuită, excitate cu același semnal  $\Delta V_{in\ com}$ . Ele au în emitor, însă, o rezistență de două ori mai mari decât  $R_{EE}$  (efect al despărțirii fraților siamezi). Avem, deci, amplificarea pe mod comun

$$A_{com} = -\frac{R_C}{2R_{EE}} \quad (13.20)$$

care **nu mai este nulă**. Cum pe rezistența din colector tensiunea este  $I_{CQ}R_C \cong V_A/2$  iar pe  $R_{EE}$  cade tensiunea  $2I_{CQ}R_{EE} \cong V_A$ , **cele două rezistențe  $R_C$  și  $R_{EE}$**  trebuie să aibă valori apropiate și modulul amplificării pe mod comun este pe undeva pe la 0.5.

Dacă am fi utilizat, însă, o sursă de curent cu un tranzistor bipolar, ea ar fi avut o rezistență dinamică  $r_{ee}$  peste 1 MΩ. În formula amplificării de mod comun ar fi apărut această rezistență dinamică (amintiți-vă, amplificările se definesc pentru variații și trebuie să luăm în considerare rezistențele dinamice)



$$A_{com} = -\frac{R_C}{2r_{ee}}$$

și am fi obținut o valoare a amplificării de mod comun de ordinul 0.001-0.01.

Dacă impedanța văzută de punctul comun al emitoarelor nu este infinită, atunci etajul diferențial este sensibil și la excitația pe modul comun; amplificarea pe mod comun nu mai este nulă, modulul ei fiind egal cu raportul între rezistența de colector  $R_C$  și dublul acestei impedanțe.

Despre etajul cu sarcină distribuită mai știm un lucru foarte important: comportarea sa este liniară pentru excursii mari ale tensiunilor de intrare și ieșire. Acest avantaj l-a câștigat tocmai renunțând la valoarea mare a amplificării. Cum pe mod comun etajul diferențial este echivalent cu două astfel de etaje,

comportarea etajului diferențial la excitarea pe mod comun este liniară pentru excursii mari ale tensiunii de intrare.

Faptul că în emitoarele tranzistoarelor nu mai avem o sursă ideală de curent (cu impedanță infinită) are efect și asupra impedanței de intrare pe mod comun, care nici ea nu va mai fi infinită. Într-adevăr, generatorul din Fig. 13.13 c) vede în paralel două impedanțe de valoare  $2\beta R_{EE}$ , ceea ce conduce la o impedanță de intrare

$$Z_{in\ com} = \beta R_{EE} \tag{13.21}$$

Cu un rezistor pe post de sursă de curent, această impedanță poate ajunge pe la 1 MΩ dar cu o sursă de curent cu tranzistor, valoarea impedanței pe mod comun este extrem de mare, de ordinul sutelor de MΩ. Vom vedea că în unele aplicații această performanță este esențială.

Am văzut că înlocuirea sursei de curent cu un rezistor face ca etajul să fie mult mai sensibil pe mod comun, amplificarea pe acest mod crescînd de pe la citeva miimi spre 0.5. E normal să ne punem întrebarea: dar cu amplificarea diferențială ce se întîmplă ? Surprinzător, **amplificarea diferențială rămîne aceeași.**

Acest lucru se poate arăta imediat dacă ne întoarcem la desenul din Fig. 13.5 a) și legăm rezistența  $R_{EE}$  între nodul emitoarelor și alimentarea negativă, unde  $\Delta(-V_A) = 0$  (Fig 13.14). Exprimînd din nou variația  $\Delta V_E$  cu teorema Milman, așa cum am făcut la expresia (13.7), obținem acum

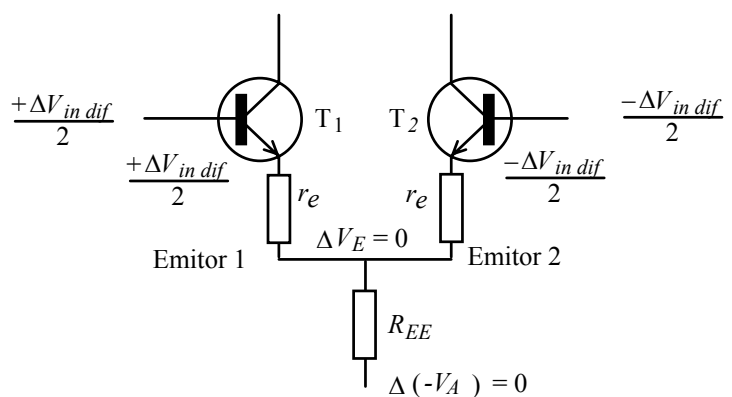


Fig. 13.14. Deși sursa de curent a fost înlocuită cu rezistorul  $R_{EE}$ , la semnale mici emitoarele par în continuare legate la masă ( $\Delta V_E = 0$ ).

$$\Delta V_E = \frac{\Delta V_{B1}/r_e + \Delta V_{B2}/r_e}{2/r_e + R_{EE}} = 0; \quad (13.22)$$

prezența lui  $R_{EE}$  de valoare finită a modificat numai numitorul expresiei, numărătorul fiind în continuare nul. Ca urmare, este ca și cum nodul emitoarelor ar fi legat la masă în alternativ, și ajungem la aceeași expresie a amplificării diferențiale  $A_{dif} = -R_C/r_e$ .

### Înapoi în lumea reală: excitare mixtă

Modurile speciale de excitare pe care le-am analizat pînă acum sunt utile pentru definirea sugestivă a amplificărilor  $A_{com}$  și  $A_{dif}$ , ca și pentru verificarea funcționării etajului și măsurarea performanțelor sale. În aplicații, aproape niciodată nu este îndeplinită vreuna din condițiile  $V_{B1} = V_{B2}$  sau  $V_{B2} = -V_{B1}$ , **potențialele celor două intrări avînd valori oarecare**. Putem să interpretăm, însă, orice excitație oarecare ca o suprapunere între una pe mod comun, de valoare  $v_{in\ com} = (V_{B1} + V_{B2})/2$ , și una pur diferențială, de valoare  $v_{in\ dif} = V_{B1} - V_{B2}$ , așa cum se vede în Fig. 13.15.

Dacă cele două tensiuni  $v_{in\ com}$  și  $v_{in\ dif}$  nu scot amplificatorul din regimul linear de funcționare, atunci putem aplica teorema superpoziției și calcula separat efectul fiecăreia.

Să presupunem, de exemplu, că bazele unui etaj diferențial, avînd  $A_{com} = -0.01$ ,  $A_{dif} = -200$  și potențialul de repaus  $V_{CQ} = +10$  V, sunt legate la potențialele  $V_{B1} = +5.01$  V și, respectiv,  $V_{B1} = +5.00$  V. Datorită excitației de mod comun  $v_{in\ com} = +5.005$  V (media), ambele colectoare vor coborî cu  $0.05$  V = 50 mV de la valoarea de repaus. Excitația diferențială  $v_{in\ dif} = 0.01$  V va dezechilibra etajul, producînd un dezechilibru de  $200 \cdot 0.01$  V = 2 V între potențialele celor două colectoare:  $V_{C1}$  va coborî cu un volt, pe cînd  $V_{C2}$  va crește cu un volt. În concluzie  $V_{C1} = 10$  V - 0.05 V - 1.0 V = 8.95 V și  $V_{C1} = 10$  V - 0.05 V + 1.0 V = 10.95 V.

Un asemenea etaj au la intrare voltmetrele electronice care pot măsura diferența de potențial între două noduri oarecare, **nefiind nevoie ca unul dintre ele să fie masa**. Ele trebuie să fie sensibile numai la diferența potențialelor și nu la media lor (valoarea de mod comun). Cît de bun este etajul din exemplul nostru pentru o altfel de funcție? Nu foarte bun pentru că informația de mod comun **nu a fost rejectată (diminuată) suficient**.

Pentru a caracteriza cantitativ "cît de diferențial este amplificatorul", se definește **factorul de rejectie pe mod comun (Common Mode Rejection Ratio - CMRR** în engleză) prin raportul între amplificarea pe mod diferențial și amplificarea pe mod comun

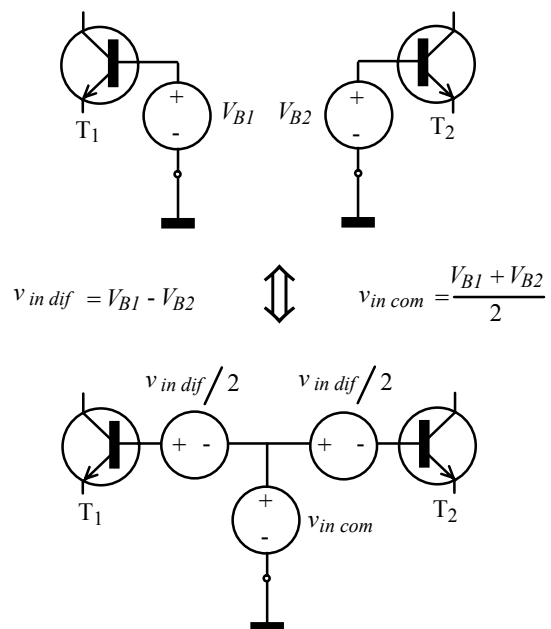


Fig. 13.15. O excitație oarecare poate fi interpretată ca o suprapunere între o excitație pe mod comun și una pur diferențială.

$$CMRR = \frac{A_{dif}}{A_{com}} \tag{13.23}$$

Pentru exemplul nostru, el are valoarea  $2 \cdot 10^4$ . Deoarece pentru CMRR se obțin numere mari, se preferă, de obicei, exprimarea raportului în decibeli

$$CMRR_{dB} = 20 \log_{10} \left( A_{dif} / A_{com} \right); \tag{13.24}$$

86 dB este valoarea pentru exemplul considerat anterior.

Valori mari pentru factorul de rejecție se pot obține numai cu sursă de curent în emitoare. Ar părea că putem să-l creștem oricât prin mărirea impedanței acestei surse. Dar nu este așa, noi am considerat tot timpul tranzistoarele și rezistoarele celor două secțiuni ale etajului ca fiind perfect identice. În realitate, ele nu sunt și acest fapt limitează valorile care se pot obține pentru CMRR. Prin împerecherea atentă a componentelor, amplificatoarele operaționale de performanță ajung pînă la 120 dB, adică un raport de 1 milion între amplificarea pe mod diferențial și amplificarea pe mod comun.

**Comparație între amplificatorul cu emitor comun și etajul diferențial**

În cazul amplificatorului cu emitor comun, o amplificare mare în condițiile unei stabilități termice rezonabile se obține cu circuitul din Fig. 13.16 a). Variațiile stării circuitului pot fi interpretate ca o sumă (sau, la limită, o integrală) de componente sinusoidale (reprezentarea Fourier). Pentru componentele cu frecvențe foarte mici, inclusiv frecvența zero (abaterile staționare), condensatorul  $C_E$  practic nu există; ele văd circuitul din desenul b) care este un etaj cu sarcină distribuită, avînd amplificarea  $|A| = R_C / R_E$  de valoare mică (cel mult de ordinul zecilor). Acesta este și cazul variațiilor de temperatură care sunt echivalente cu modificarea cu 2 mV pe grad a tensiunii bază-emitor.

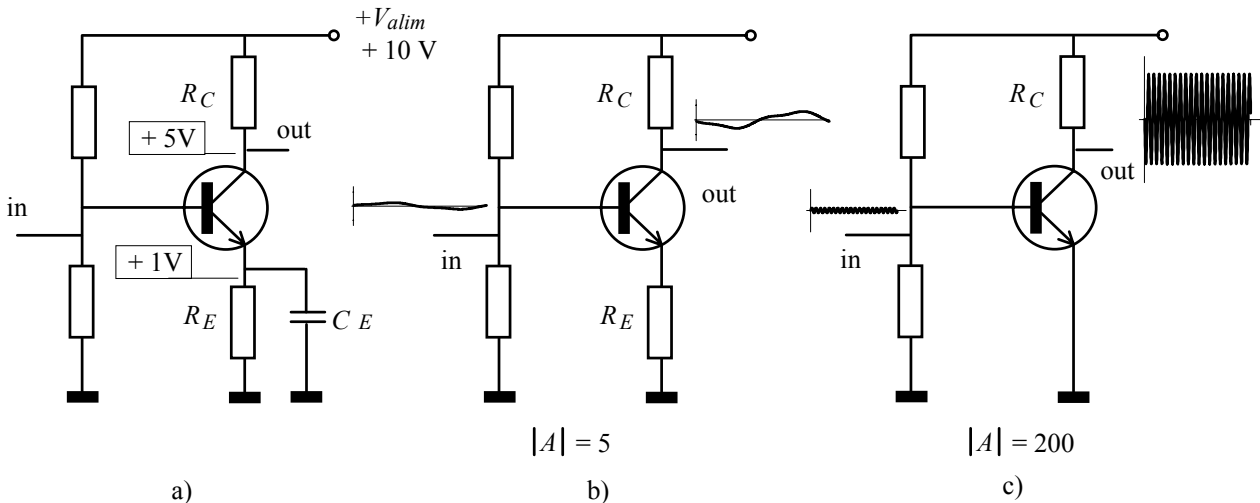


Fig. 13.16. Amplificatorul cu emitor comun (a), schema echivalentă pentru componentele de frecvențe foarte mici (b) și cea pentru componentele de frecvență mare (c).

Pe de altă parte, pentru componentele semnalului util, care au frecvențe de oscilație mari, condensatorul  $C_E$  este practic un scurtcircuit; acestea văd circuitul cu emitorul la masă din desenul c) și sunt amplificate cu  $|A| = R_C/r_e = U_{RC\text{ repaus}}/25\text{ mV}$ , factor care are valori de ordinul a câteva sute. În consecință, amplificatorul tratează diferit semnalul util și deriva termică, separându-le **după frecvențele componentelor pe care le conțin**. El rejectează parțial efectele variației temperaturii pentru că acestea conțin numai componente de frecvențe foarte mici. Din acest motiv, amplificatorul nu poate prelucra semnale de frecvențe prea coborâte și în nici un caz frecvența zero. În plus, factorul de rejecție, egal cu raportul celor două amplificări, ajunge doar în jur de 50.

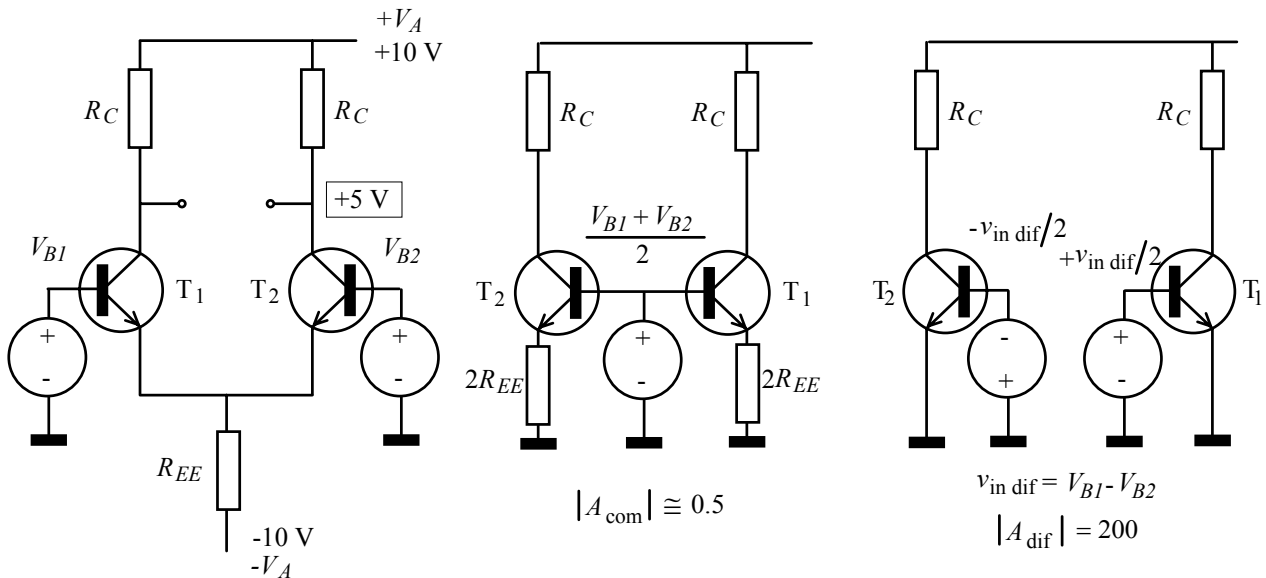


Fig. 13.17. Etajul diferențial (a), schema echivalentă pentru componenta de mod comun (b) și cea pentru componenta diferențială (c).

Să ne referim acum la etajul diferențial din Fig. 13.17 a). Am văzut că o excitație oarecare, cu  $V_{B1} \neq V_{B2}$ , poate fi interpretată ca o suprapunere între o excitație de mod comun și una pur diferențială. Pentru componenta de mod comun, bazele sunt excitate **în fază** cu media  $(V_{B1} + V_{B2})/2$  iar fiecare tranzistor funcționează **separat** ca un etaj cu sarcină distribuită, așa cum se vede în desenul b). Amplificarea componentei de mod comun este mică, în jur de 0.3, și poate fi coborâtă pînă spre 0.001 prin înlocuirea rezistorului  $R_{EE}$  cu o sursă de curent constant. Deriva termică, afectînd identic ambele tranzistoare, este o perturbație pe mod comun; același lucru se întîmplă cu tensiunile parazite care apar identic pe ambele borne de intrare. Aceste perturbații vor afecta, deci, în foarte mică măsură, potențialele ieșirilor.

Pe de altă parte, componenta pe mod diferențial înseamnă excitarea bazelor **în antifază**, amplitudinea excitației fiecărei baze fiind  $|V_{B1} - V_{B2}|/2 = |v_{\text{in dif}}|/2$ . Fiecare tranzistor acționează **separat** ca un etaj **cu emitorul la masă**, avînd amplificarea  $|A| = R_C/r_e = U_{RC\text{ repaus}}/25\text{ mV}$  mare, de ordinul a câteva sute. Este necesar, deci, ca semnalul util care trebuie amplificat să apară ca semnal pe modul diferențial (ca diferență între potențialele bazelor).

În concluzie, etajul diferențial tratează diferit excitațiile separîndu-le nu după frecvențe cum făcea amplificatorul cu emitor comun ci după **fazele acestora la cele două intrări**. Dacă același semnal se aplică în fază la ambele intrări, efectul său va fi aproape nul; în schimb, dacă pe cele două baze semnalele sunt egale dar în antifază, ele vor fi amplificate de sute de ori. Raportul de rejecție pe mod comun este pînă spre 1000 cu

rezistorul  $R_{EE}$  și poate fi crescut pînă la 1 milion cu o sursă de curent constant în locul lui  $R_{EE}$ . Criteriul de separație nemaifiind frecvența, **etajul diferențial poate prelucra și semnale de frecvență nulă**; se spune că este un amplificator de curent continuu (atenție, aceasta nu înseamnă că amplificarea intensității curentului ne interesează la el, "curent continuu" înseamnă aici "regim de curent continuu").

S-ar putea să vă întrebați de ce nu am încercat să utilizăm o sursă de curent și în cazul amplificatorului cu emitor comun, pentru a micșora amplificarea de la curent continuu. Răspunsul este că influența temperaturii se manifestă, în afară de modificarea tensiunii de deschidere a tranzistorului, și prin variația curentului rezidual de colector, iar această variație **nu poate fi echivalată cu un semnal aplicat la intrare**. În consecință, efectul ei nu este diminuat prin scăderea amplificării la curent continuu și nu merită să încercăm să coborîm mai mult această amplificare. La etajul diferențial, simetria face ca modificarea curentului rezidual să nu aibă decît un efect **de mod comun**, deplasînd identic potențialele colectoarelor.

### D. Utilizarea amplificatoarelor diferențiale

#### Cuplarea sarcinii

Așa cum am văzut, etajul diferențial amplifică practic numai dezechilibrul (diferența) între potențialele bazelor; aceasta este informația pe care el o furnizează la ieșire. Partea proastă este că această informație de la ieșire nu este sub forma unei tensiuni **față de masă** ci tot sub forma diferenței între potențialele colectoarelor. Pentru ca sarcina să folosească această informație, ea trebuie legată **între cele două colectoare**, ca în Fig. 13.18 a). În unele situații, acest lucru este posibil; așa sunt cuplate plăcile de deflexie ale tuburilor catodice care produc imaginea la osciloscop, dezechilibrul potențialelor de colector controlînd poziția spotului pe ecran.

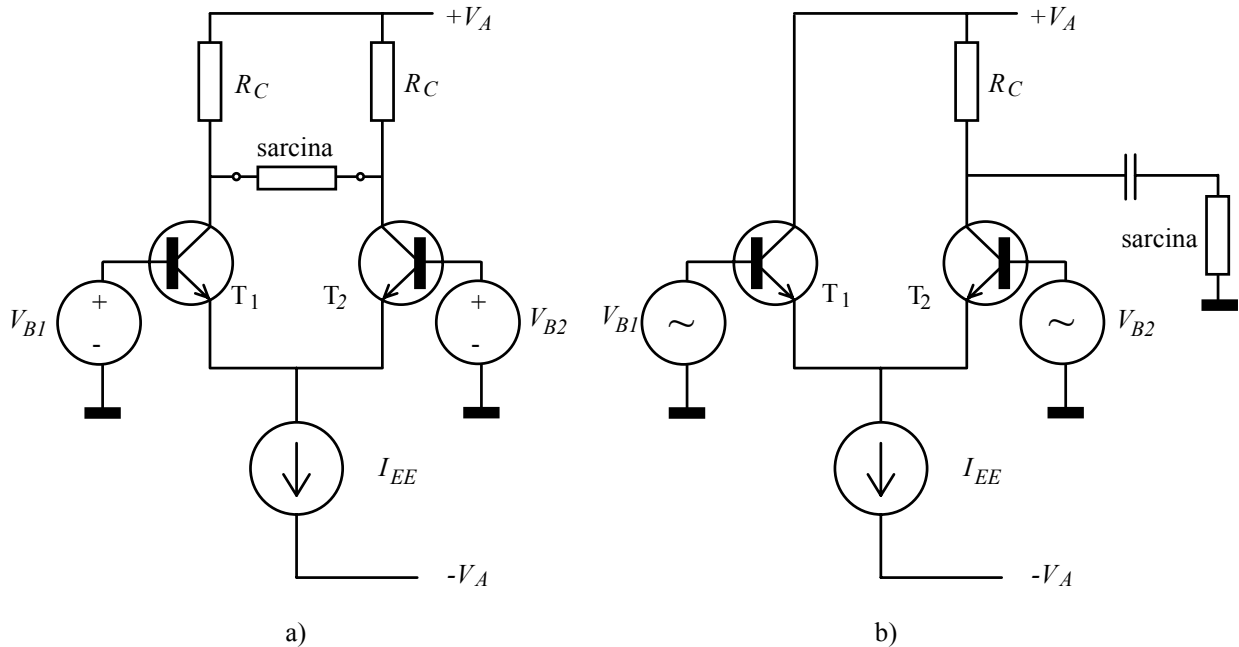


Fig. 13.18. Legarea sarcinii între colectoare (a) și, în curent alternativ, la unul din colectoare (b).

De multe ori însă, amplificatorul care urmează etajului diferențial are una din bornele de intrare legată la masă, adică **nu este unul diferențial**. În acest caz, trebuie utilizat un condensator de separare, care nu permite ca potențialul de colector în repaus al etajului diferențial să afecteze funcționarea etajului care îl

urmează (Fig. 13.18 b). Amplificarea va fi acum numai  $A_{dif}/2$ , deoarece  $\Delta V_{C2} = A_{dif} \Delta V_{in\ dif}/2$ ; ca să ne luăm, într-un fel, revanșa, putem face economie de un rezistor, legînd colectorul tranzistorului  $T_1$  direct la alimentare. Această soluție nu poate fi însă aplicată la frecvențe foarte joase (ar trebui o valoare enormă pentru condensator) și de, asemenea, **la curent continuu** (dezechilibre constante). Pierdem, astfel, cea mai importantă calitate a etajului diferențial, funcționarea la curent continuu.

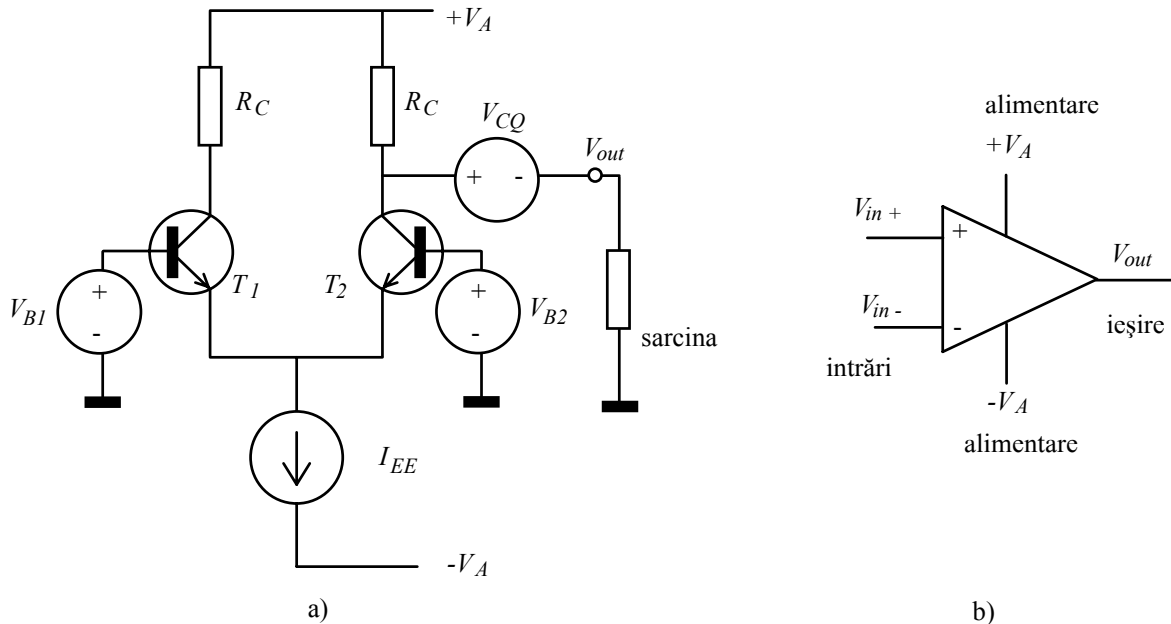


Fig. 13.19. Deplasarea nivelului de ieșire la un etaj diferențial (a) și simbolul utilizat pentru un amplificator diferențial cu ieșirea față de masă (b).

Soluția o reprezintă utilizarea unui etaj care să facă o **deplasare de nivel**, echivalentă cu legarea unei surse de tensiune de continuă de valoare  $V_{CQ}$  în serie cu ieșirea, așa cum se vede în Fig. 13. 19 a). Astfel, tensiunea de ieșire este zero cînd etajul este echilibrat ( $V_{B1} = V_{B2}$ ). Spunem că ieșirea nu mai este **diferențială**, ci una **față de masă**. Simbolul unui astfel de amplificator diferențial este cel din desenul b) al figurii; de multe ori, bornele de alimentare nu se mai desenează.

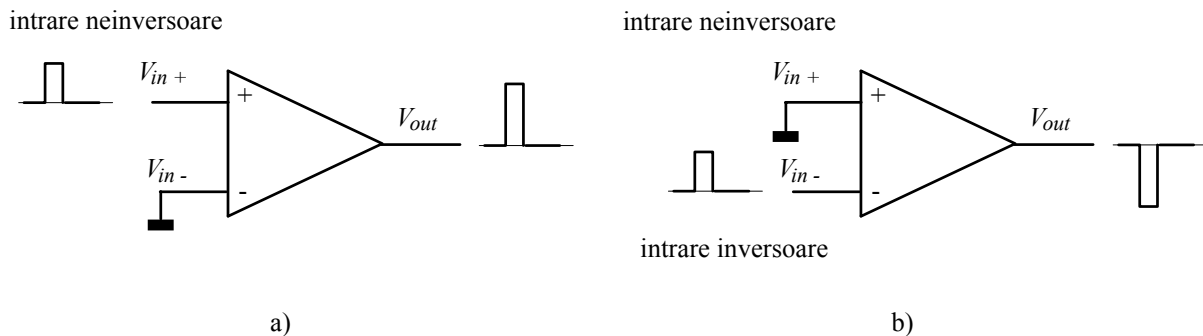


Fig. 13.20. Semnificația denumirilor bornelor de intrare: neinversoare (a) și inversoare (b).

Pentru cei care chiar lucrează cu asemenea dispozitive, este mai comod să numească într-un anumit mod bornele de intrare decît să opereze cu amplificări negative. Astfel, dacă se aplică o variație de potențial pe borna de intrare notată cu +, variația ieșirii are același sens cu variația de la intrare (Fig. 13.20 a); din acest

motiv, borna este numită **neinversoare**. Dacă variația se aplică pe cealaltă bornă, ieșirea suferă o variație în sens opus intrării (desenul b); această bornă este numită inversoare. Evident, acum amplificarea diferențială

$$A_{dif} = \frac{V_{out}}{V_{in+} - V_{in-}} \quad (13.25)$$

este un număr **pozitiv**.

*Observație: Nu confundați bornele de intrare cu cele de alimentare; la cele de intrare, semnele + și - se referă la **fazele variațiilor**. Există un singur mod prin care să evitați confuzia: să rețineți simbolul amplificatorului diferențial din Fig. 13.19 b), împreună cu semnificația tuturor bornelor.*

Dacă amplificatorul nu este unul ideal, atunci amplificarea pe mod comun, definită ca

$$A_{com} = \frac{V_{out}}{(V_{in+} + V_{in-})/2} \quad (13.26)$$

nu este nulă. Ca și la amplificatorul cu ieșire diferențială, raportul  $A_{dif} / A_{com}$  este numit factor de rejecție pe mod comun (CMRR).

### Cum conectăm generatorul de semnal la amplificatorul diferențial

Să analizăm mai întâi situația când semnalul de intrare este produs de un **cu ieșire diferențială**, ca în Fig. 13.21. Soluția este extrem de simplă: legarea bazelor direct în colectoarele etajului anterior. Potențialul de repaus al colectoarelor primului etaj apare ca **semnal pe mod comun** și va afecta foarte puțin punctul de funcționare al celui de-al doilea etaj (considerat inițial cu bazele la masă). Trebuie avut însă grijă ca tranzistoarele etajului al doilea să nu ajungă în saturație; în acest scop potențialul de repaus  $V_{CQ1}$  al primului etaj trebuie ales mai jos de  $V_A/2$  iar potențialul de repaus  $V_{CQ3}$  al celui de-al doilea etaj trebuie ales cu suficientă rezervă deasupra lui  $V_{CQ1}$ .

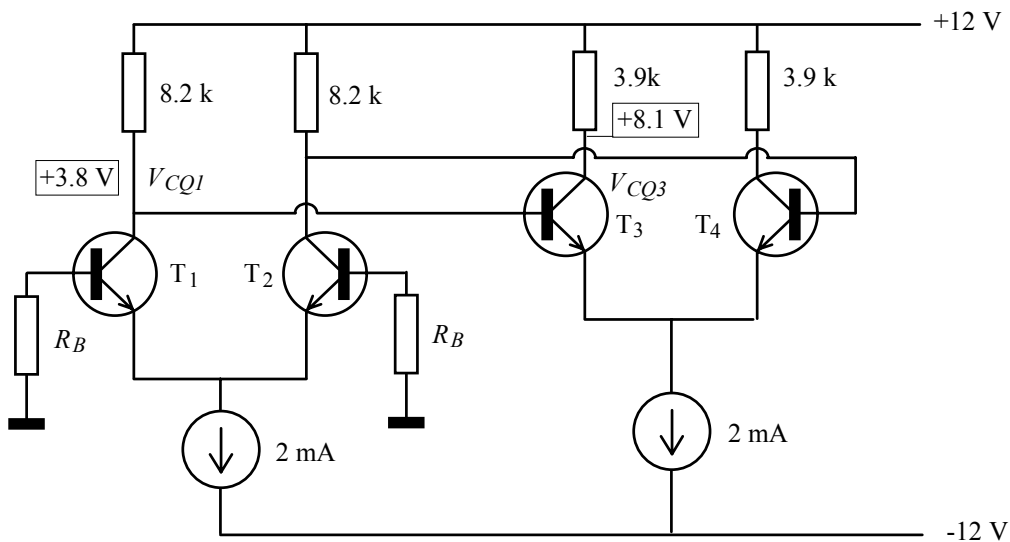


Fig. 13.21. Două etaje diferențiale se pot interconecta în curent continuu, fără condensatoare de separare.

Etajele diferențiale se pot interconecta direct, fără a fi nevoie de condensatoare de separare; astfel, întregul amplificator funcționează pînă la frecvența zero inclusiv (curent continuu).

De multe ori, etajul diferențial primește semnalul de la un senzor (de temperatură, de presiune, etc.) care are un capăt conectat la masă, așa cum este arătat în Fig. 13.22. Cum semnalul de la senzor este de curent continuu, acesta poate furniza și curentul de polarizare al bazei lui  $T_1$ , nemaifiind nevoie de o rezistență de polarizare. Pe de altă parte, potențialul bazei lui  $T_2$  este fixat la zero prin intermediul rezistenței  $R_{B2}$ , care este bine să fie să fie cît mai apropiată de rezistența senzorului, pentru a nu dezechilibra etajul. Excitația etajului nu este pur diferențială ci una mixtă. Tensiunea de mod comun este  $v_{in\ com} = (V_g + 0)/2 = V_g/2$  dar efectul ei asupra ieșirii va fi neglijabil în comparație cu acela al tensiunii diferențiale  $v_{in\ dif} = (V_g - 0)/2 = V_g/2$  datorită valorii mare a factorului de rejecție pe mod comun. Oricum, chiar dacă nu neglijăm acest efect, variațiile potențialelor de colector **sunt proporționale cu  $V_g$** .

*Observație:* Deși pare inutil în această aplicație, tranzistorul  $T_2$  este esențial pentru compensarea derivei termice a tranzistorului  $T_1$ .

Dacă luăm în considerare perturbațiile externe la care este supus circuitul, s-ar putea să nu mai fim atît de bucuroși (Fig. 13.23). Astfel, dacă senzorul trebuie montat la distanță de amplificator, firele de legătură vor avea o lungime de cîtiva metri. Între firul "cald", conectat la intrarea amplificatorului, și firele rețelei de alimentare cu energie electrică (220 V<sub>ef</sub>, 50 Hz) există o capacitate parazită. Deoarece firul de nul al rețelei, împreună cu masa amplificatorului sunt legate la pămînt, avem un circuit închis și prin acest condensator sosește în fir un curent alternativ care în cazul unei lungimi de 3 m poate ajunge pînă la 5-6 nA. Acest curent curge către masă prin combinația paralel dintre rezistența senzorului și impedanța de intrare (pe mod diferențial) a etajului. În cazul în care potențialul altor conductoare din apropiere suferă variații bruște (aprinderea unui tub fluorescent de către starter, funcționarea bobinei de inducție a unui motor), valorile curenților care sosesc sunt însă mult mai mari.

*Observație:* Reactanța capacității parazite la frecvența de 50 Hz este atît de mare (pentru 1 pF reactanța este în jur de  $3\text{ G}\Omega = 3\ 000\text{ M}\Omega$ ) încît sursa perturbatoare se comportă **practic ca o sursă de curent** în raport cu impedanțele prin care acest curent se întoarce la masă.. Din acest motiv, vorbim despre curenții perturbator indus și despre valorile lui tipice.

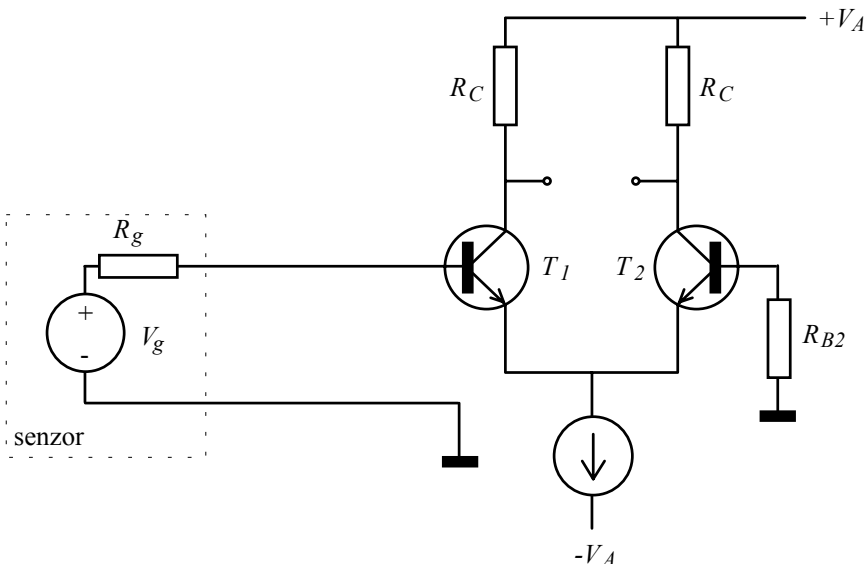


Fig. 13.22. Conectarea generatorului de semnal între o intrare și masă (nediferențial).



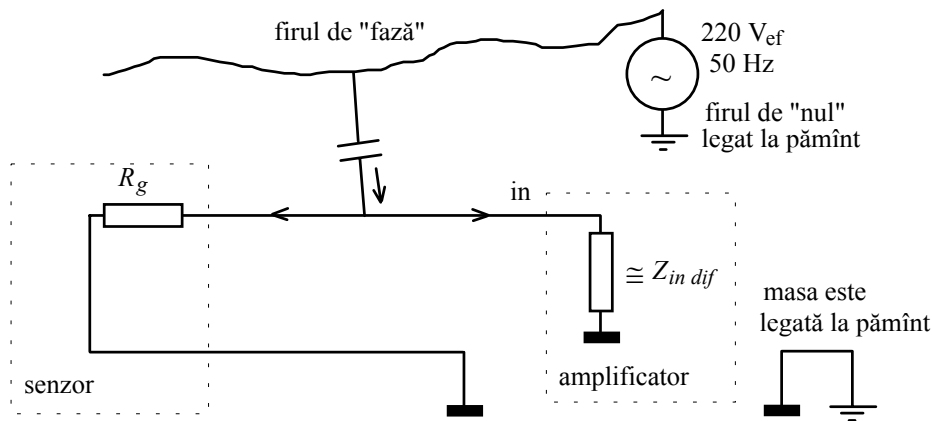


Fig. 13.23. Inducerea unui curent perturbator prin capacitatea parazită între firul de semnal și firul de "fază" al rețelei de alimentare.

Dacă senzorul are rezistența internă mare, va trebui să aranjăm ca și impedanța de intrare să fie mare, în caz contrar semnalul va fi diminuat considerabil. Astfel, dacă senzorul are  $1\text{ M}\Omega$  și  $Z_{in\ dif}$  este cel puțin  $1\text{ M}\Omega$ , atunci rezistența prin care curge spre masă curentul perturbator nu va fi mult sub  $1\text{ M}\Omega$ . În consecință, tensiunea perturbatoare care apare la intrarea amplificatorului datorită cuplajului parazit cu rețeaua de alimentare va fi de câțiva milivolți și va acoperi practic semnalul util !

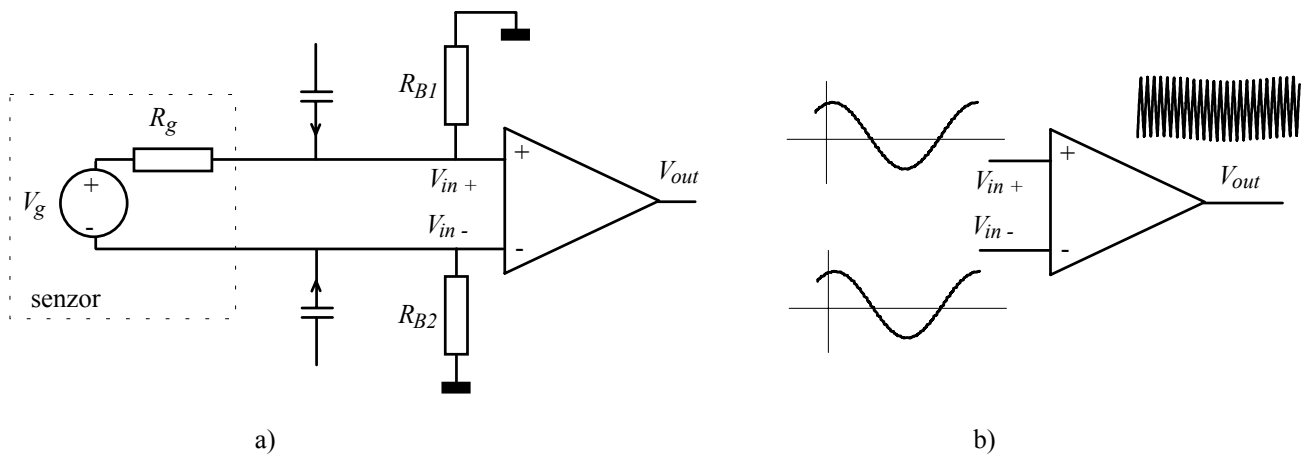


Fig. 13.24. Legarea diferențială a generatorului de semnal (a): curenții perturbatori induși determină apariția unei tensiuni perturbatoare **de mod comun**, care este rejectată de amplificator (b).

Când senzorul poate fi montat flotant (fără să aibă un capăt la masă), putem profita de faptul că amplificatorul rejectează semnalele pe mod comun, utilizând montajul din Fig. 13.24 a). Rezistențele  $R_{B1}$  și  $R_{B2}$  sunt acum necesare deoarece senzorul nu mai este legat la masă și, astfel, nu are de unde să furnizeze curentul de polarizare al bazelor tranzistoarelor. Cum cele două fire sunt apropiate unul de celălalt, curenții perturbatori induși vor fi practic egali și, curgând spre masă prin rezistențe de valoare egală vor determina tensiuni perturbatoare identice în orice moment pe cele două intrări ale amplificatoarelor. Perturbația apare acum **pe mod comun** și va fi amplificată cu  $A_{com} \cong 10^{-3}$  pe când semnalul util de la senzor apare pe mod diferențial și va fi amplificată cu  $A_{dif}$  care este de ordinul sutelor.

În exemplul din desenul b) al figurii, semnalul util care apare **în antifază pe cele două intrări** (pe mod diferențial) este triunghiular și are frecvența de 500 Hz. El este atât de mic în comparație cu tensiunea de

mod comun (sinusoidală, 50 Hz) încît abia se poate observa pe desen. La ieșire însă, se obține semnalul util triunghiular (500 Hz) suprapus cu o mică urmă a perturbației.

Trebuie remarcat însă că o neîmperechere între rezistențele  $R_{B1}$  și  $R_{B2}$  (sau între impedanțele de intrare în cele două intrări) face ca o parte din tensiunea perturbatoare să apară pe mod diferențial și să nu mai poate fi separată de semnalul util. Oricum, efectul acesteia este mult mai mic decît în cazul în care senzorul nu era montat diferențial.

O situație specială apare atunci cînd senzorul însuși primește un curent perturbator mult mai mare decît firele de legătură. Așa se întîmplă, de exemplu, în cazul prelevării semnalului bioelectric produs de inimă (Fig. 13.25). Corpul subiectului este legat la masă prin intermediul unui electrod atașat, de regulă, pe piciorul drept; am notat cu  $Z_{GND}$  impedanța

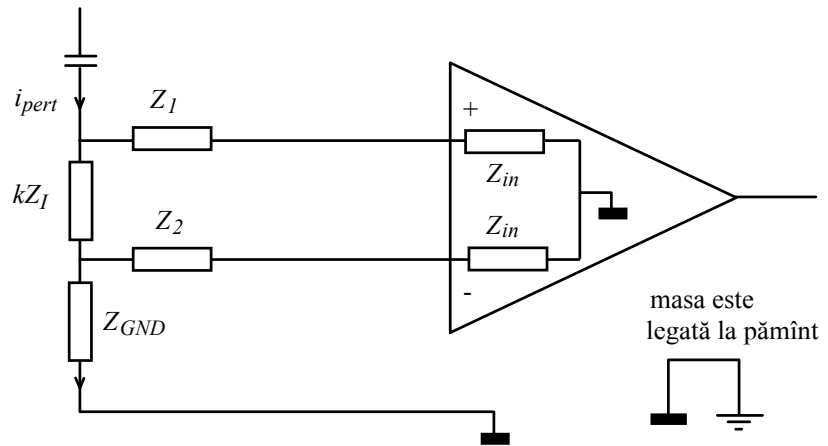


Fig. 13.25. Efectul curentului perturbator indus în senzor.

văzută spre masă (contactul + electrodul). Semnalul este cules între două puncte de pe corp, între care există impedanța  $Z_I$ , prin intermediul a doi electrozi cu impedanțele (contact + electrod)  $Z_1$  și  $Z_2$ . Curentul perturbator  $i_{pert}$  este indus datorită capacității dintre corp și firele rețelei de alimentare situată în apropiere, capacitate care are valori în gama 3-30 pF; astfel, curentul perturbator poate ajunge pînă la  $1\mu\text{A}$ , dar este cel mai probabil pe la  $0.1\mu\text{A}$ .

Acest curent curge spre masă în principal prin impedanța  $Z_{GND}$ , deoarece impedanțele de intrare în amplificator sunt mult mai mari decît  $Z_{GND}$ . Din acest motiv, corpul subiectului nu este la potențialul zero ci la  $v_{pert} = i_{pert}Z_{GND}$  (semnal sinusoidal, 50 Hz). Cum  $Z_G$  este sub  $100\text{ k}\Omega$ , potențialul alternativ la care se află corpul este cel mult  $0.1\text{ V}$ .

Neglijăm, pentru moment impedanța  $Z_I$  prezentată de corpul pacientului între punctele unde se culege semnalul, considerînd-o nulă. Efectul potențialului  $v_{pert} = i_{pert}Z_{GND}$  la care se găsește corpul este apariția la intrările amplificatoarelor a semnalelor  $v_{pert} Z_{in}/(Z_{in} + Z_1)$  și  $v_{pert} Z_{in}/(Z_{in} + Z_2)$ . Dacă impedanțele electrozilor sunt împerecheate  $Z_1 = Z_2$ , semnalele ajunse la cele două intrări sunt identice; perturbația apare pe modul comun și va fi rejectată de amplificatorul diferențial.

În realitate însă, impedanțele electrozilor nu sunt egale, diferind cu  $\Delta Z$ . În consecință, tensiunile perturbatoare care apar pe intrări vor fi și ele diferite. Cum  $Z_1, Z_2 \ll Z_{in}$ , diferența care apare între potențialele intrărilor amplificatorului este aproximativ  $v_{pert} \Delta Z/Z_{in}$ . Rezultatul este că, datorită inegalității impedanțelor electrozilor, o parte din tensiunea perturbatoare  $v_{pert}$  apare pe mod diferențial și nu va mai putea fi în nici un fel separată de semnalul util. Acest efect se numește **efect de divizor**. Mărimea lui depinde de impedanța  $Z_{in}$  care este dublul impedanței de intrare pe mod comun (la excitarea pe mod comun intrările se leagă împreună și impedanțele  $Z_{in}$  apar în paralel).

Pentru micșorarea efectului de divizor, amplificatorul diferențial trebuie să aibă impedanța de intrare pe mod comun cît mai mare.

De exemplu, dacă nu acceptăm o perturbație pe modul diferențial mai mare de  $0.01 \text{ mV} = 10 \text{ } \mu\text{V}$  (1 % din semnalul util care are în jur de  $1 \text{ mV}$ ), și ținem seama că diferența între impedanțele electrozilor poate ajunge la  $5 \text{ k}\Omega$ , va trebui ca amplificatorul să aibă o impedanță de intrare de cel puțin  $25 \text{ M}\Omega$ .

Dar aceasta nu este singura perturbație care apare pe modul diferențial. Între punctele de contact ale electrozilor de semnal, corpul subiectului prezintă impedanța  $Z_I$  care nu este mare, ajungînd doar pe la  $1 \text{ k}\Omega$ . Din fericire, numai o fracțiune  $k$  din curentul perturbator străbate această cale, cea mai mare parte curgînd spre piciorul drept legat la masă; este ca și cum în calea curentului perturbator ar apărea numai impedanța  $kZ_I$  (din acest motiv, pe desen a fost trecută această valoare). Astfel, perturbația  $k \cdot i_{\text{pert}}Z_I$ , care apare pe modul diferențial, este sub limita impusă de  $0.01 \text{ mV}$  și poate fi coborîită suplimentar prin **modificarea poziției electrodului de masă**.

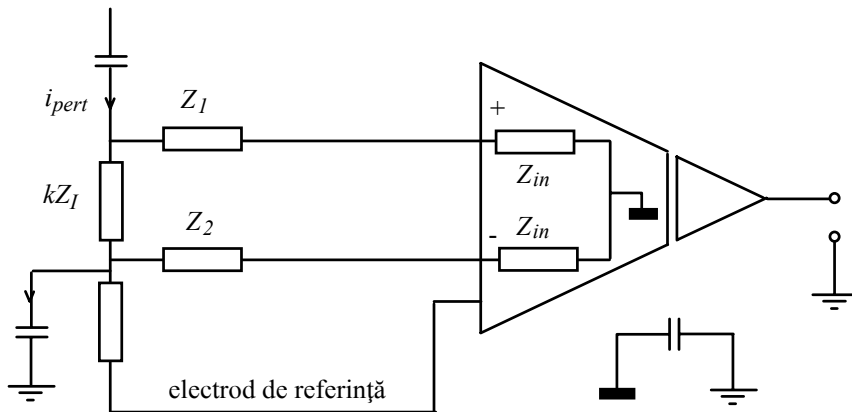


Fig. 13.26. Utilizarea unui amplificator de izolație.

Poate v-ați întregat de ce trebuie să legăm neapărat masa amplificatorului la pămînt; pentru că dacă ea nu ar fi legată, circuitul pe unde trece curentul perturbator ar fi întrerupt. Răspunsul este că nu este obligatoriu să legăm masa la pămînt iar în unele cazuri de prelevare a semnalelor bioelectrice acest lucru nici nu mai este permis de către standarde. Amplificatoarele care se utilizează în aceste situații se numesc "de izolație" și nu au nici o legătură

galvanică între intrare și ieșire, informația fiind transmisă, de exemplu, optic sau magnetic (Fig. 13.26). Astfel, masa ieșirii este legată la pămînt, în timp ce masa intrării este "flotantă".

Cu toate acestea, circuitul pe unde trecea curentul perturbator **nu este întrerupt**, deoarece între cele două mase există o capacitate parazită și o altă capacitate există între corpul subiectului și pămînt. Complicarea în acest mod a circuitului **nu produce o diminuare considerabilă a efectelor perturbatoare** și este justificată numai de considerente legate de **protecția subiectului** față de eventualii curenți care s-ar putea scurge către pămînt prin corpul său.

### Alte aplicații ale etajului diferențial

Datorită amplificării mari și caracteristicii de transfer stabile, etajul diferențial este blocul principal din componența **comparatorilor de tensiune**; acestea sunt circuite care ne spun care dintre cele două tensiuni de intrare este mai mare. Ieșirea comparatorului este una **logică**, avînd numai **două stări cu semnificație**, corespunzînd răspunsurilor "adevărat" sau "fals". Ideea de bază este ca un etaj diferențial să comande un comutator cu tranzistor, trecîndu-l în una din stările "blocat" sau "în conducție", aceasta depinzînd de care dintre cele două semnale de intrare are nivelul mai ridicat. Regiunea de funcționare liniară a etajului diferențial este ignorată, unul din cele două tranzistoare ale etajului fiind în permanență blocat (cu excepția, desigur, a intervalului foarte scurt în care etajul își schimbă starea). Comparatorul de tensiune are extrem de multe aplicații; cu o parte din ele ne vom întîlni în capitolele următoare. Simbolul utilizat pentru el este același cu cel al amplificatorului diferențial, distincția făcîndu-se prin menționarea funcției sale, fie pe desen, fie în textul explicativ.

Neliniaritatea caracteristicii de transfer, care reprezintă în general un dezavantaj, poate fi exploatată pentru convertirea unui semnal tringhiular simetric (ușor de produs) într-unul aproape sinusoidal, așa cum se

poate constata în Fig. 13.27. Pentru o apropiere cât mai bună de forma sinusoidală, amplitudinea semnalului de intrare trebuie menținută la o valoare optimă.

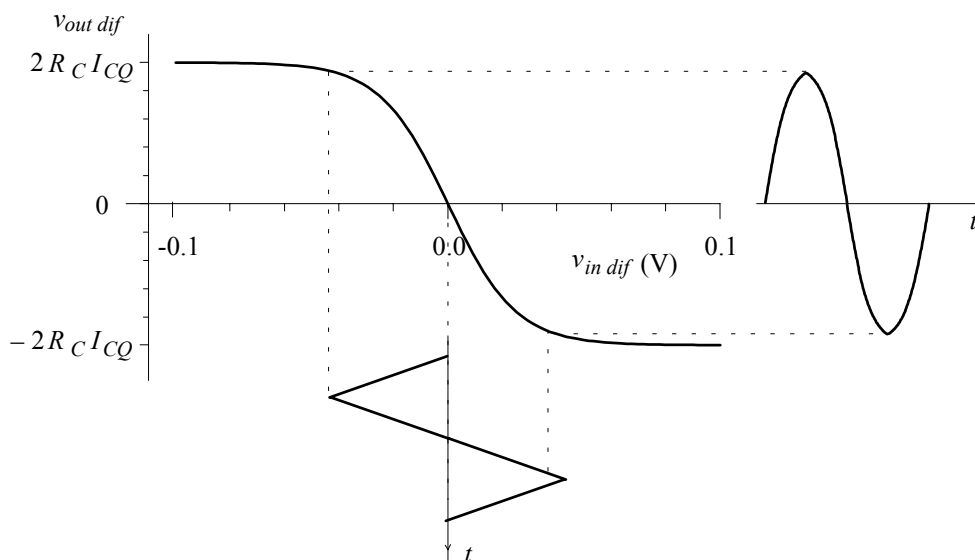


Fig.13.27. Conversia triunghi-sinus.

Amplificarea pe mod diferențial (la semnal mic) este proporțională cu intensitatea curentului de repaus  $I_{CQ} = I_{EE}/2$ . Cum sursa de curent poate fi comandată electronic cu o tensiune, rezultă că putem controla amplificarea etajului prin intermediul unei tensiuni electrice. Când această tensiune de comandă variază în timp, ea produce **modulația în amplitudine a semnalului amplificat** (Fig. 13.28 a).

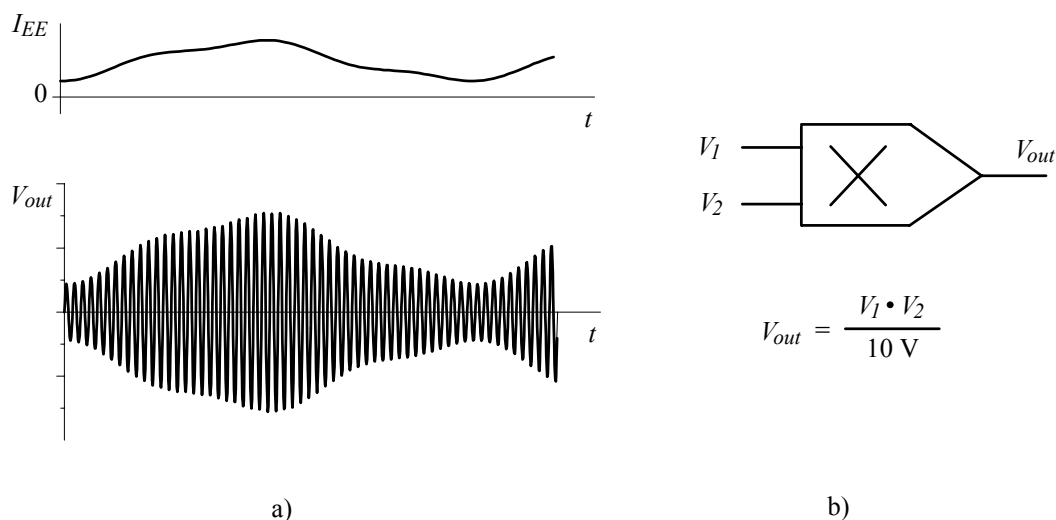


Fig. 13.28. Modulația de amplitudine (a) și multiplicatorul analogic (b).

Dacă putem să controlăm amplificarea după o relație proporțională  $A_{dif} = B \cdot V_{contr}$ , atunci valoarea tensiunii de ieșire este, pînă la un factor, egală cu produsul a două tensiuni. Pe acest principiu se realizează dispozitive (Fig. 13.24 b) care efectuează produsul a două tensiuni de intrare, fiecare considerată față de masă,  $V_{out}(t) = KV_1(t) \cdot V_2(t)$ . Aceste dispozitive se numesc **multiplicatoare analogice**. Dacă una dintre

tensiunile de intrare nu poate lua decât valori cu o anumită polaritate, se spune că avem un multiplicator în două cadrane; când ambele tensiuni de intrare pot fi și pozitive și negative, multiplicatorul funcționează în patru cadrane.

Atunci când vrem să aducem în conducție un tranzistor montat în configurația emitor comun, generatorul de semnal trebuie să încarce atât capacitatea existentă între bază și emitor (masă)  $C_{eb}$  cât și pe aceea dintre colector și bază  $C_{cb}$ . Partea proastă este că celălalt capăt al condensatorului  $C_{cb}$  nu stă cuminte la potențial constant: dacă potențialul bazei urcă cu  $\Delta V_B$ , potențialul colectorului coboară cu  $|A|\Delta V_B$ , ca în Fig. 13.29. Astfel, tensiunea între bornele condensatorului crește nu cu  $\Delta V_B$  ci cu  $(|A|+1)\Delta V_B \cong |A|\Delta V_B$  și în consecință, generatorul trebuie să trimită un curent  $|A|\Delta V_B \cdot C_{cb}$ , ca și cum condensatorul ar fi de  $|A|$  ori mai mare. Acesta este efectul **Miller**. Cum amplificarea este de ordinul sutelor, capacitatea între bază și colector apare văzută dinspre generator ca fiind mult mai mare și reprezintă un impediment serios atunci când dorim să comutăm rapid starea tranzistorului și generatorul de semnal are o rezistență proprie  $R_g$  nu foarte mică. Altfel spus, această capacitate multiplicată prin efect Miller formează împreună cu rezistența dinamică a generatorului **un filtru trece jos** limitînd banda de trecere a etajului la  $f_c = \frac{1}{2\pi(1+|A|)R_gC_{cb}}$ .

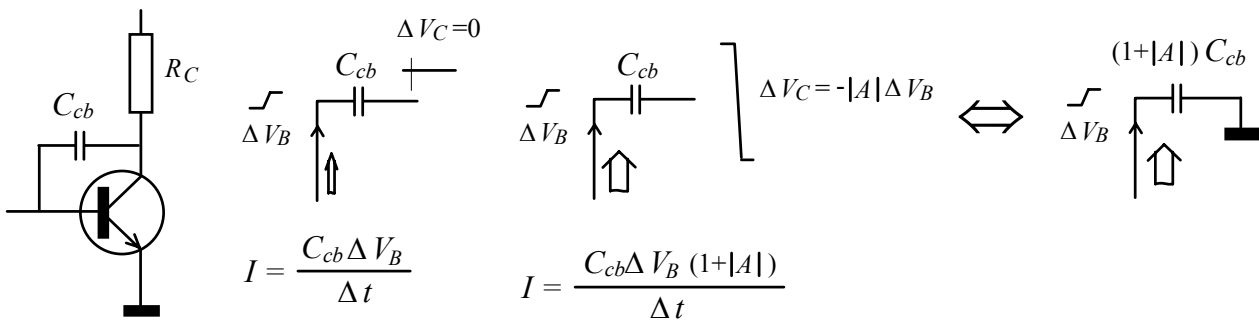


Fig. 13.29. Efectul Miller.

Unul din modurile în care putem evita efectul Miller este cel din Fig.13.30. Colectorul tranzistorului  $T_1$  nu își modifică potențialul și, deci, efectul Miller nu apare, generatorul văzînd capacitatea  $C_{cb}$  la adevărata ei valoare. Cu toate acestea, semnalul de ieșire, obținut din colectorului tranzistorului lui  $T_2$ , este amplificat de sute de ori (de fapt, de  $|A_{dif}|/2$  ori). Tranzistorul  $T_1$  funcționează ca un repetor pe emitor și el comandă în continuare tranzistorul  $T_2$ , montat într-o configurație **cu baza comună**.

Funcționarea **circuitele logice** integrate, cu tranzistoare bipolare, din familia "clasică" TTL (Transistor Transistor Logic) se bazează pe aducerea tranzistoarelor în blocare sau saturație. Ieșirea din saturație este însă consumatoare de timp și frecvențele de comutare nu depășesc 50 MHz. Stările extreme ale unui etaj diferențial, care pot fi considerate stări logice, nu implică însă intrarea în saturație a vreunui tranzistor ci numai distribuirea curentului  $I_{EE}$  aproape în totalitate prin unul dintre tranzistoare. Se realizează astfel o familie de circuite logice numită **ECL (Emitter Coupled Logic)** care poate funcționa la

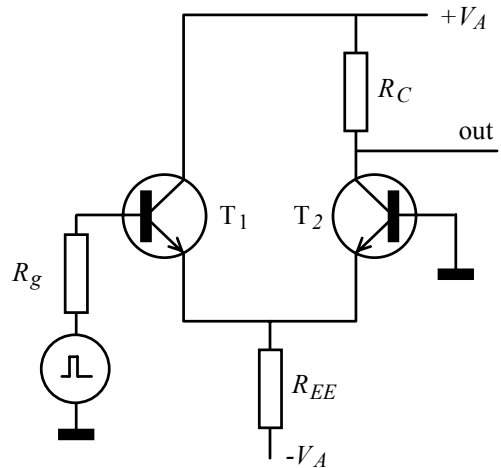


Fig. 13.30. Evitarea efectului Miller.

frecvențe de comutare mult mai mari, ajungând pînă la 500 MHz.

### E. Proiectarea unui etaj diferențial

Presupunem că trebuie să proiectăm un etaj diferențial care să asigure o amplificare pe mod diferențial de modul  $|A_{dif}| = 50$  și un factor de rejecție pe mod comun modest  $CMRR \geq 100$ .

a) Alegem tensiunea de alimentare; dacă vom stabili potențialul de repaus al colectorilor la  $V_A/2$ , amplificarea maximă pe care o vom putea obține va fi  $20 \cdot V_A$ , cu  $V_A$  în volți. Cum amplificarea cerută e de numai 50, situația este relaxată, cu  $\pm 12$  V avem rezervă de amplificare suficientă, pe care s-o sacrificăm pentru mărirea domeniului de liniaritate. Stabilim, deci

$$+V_A = +12 \text{ V}; \quad -V_A = -12 \text{ V}.$$

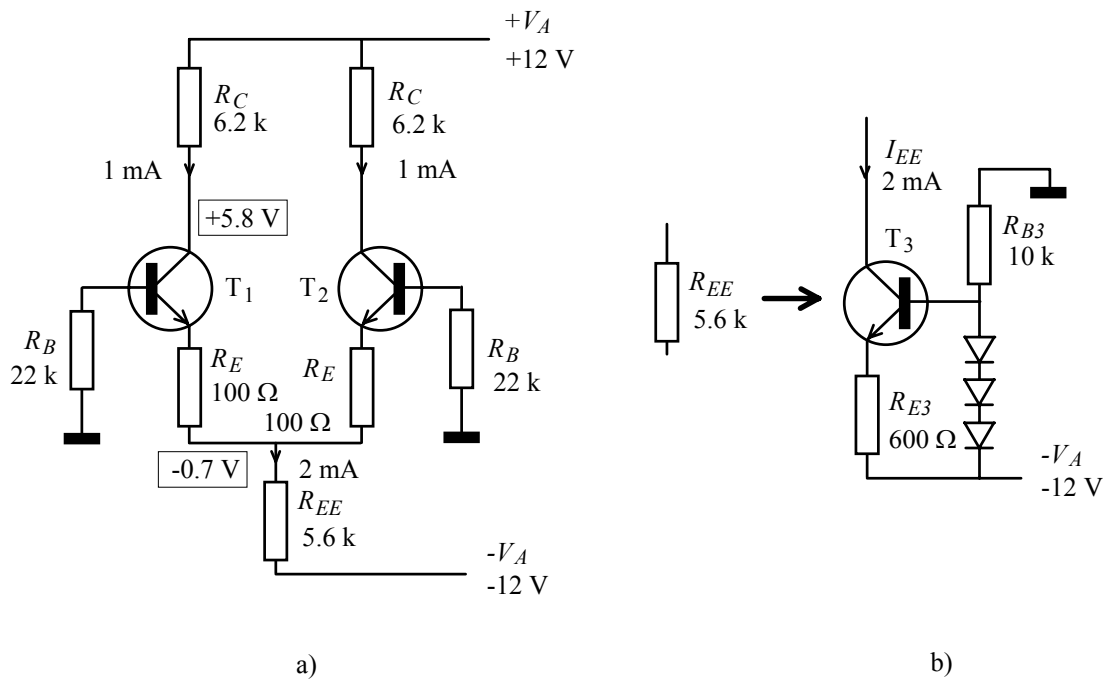


Fig. 13.31.

b) Alegem apoi valoarea curentului de colector; o valoare în jur de 1 mA este un compromis bun. Dacă valoarea curentului este exagerat de mare scade inacceptabil de mult impedența de intrare diferențială iar dacă este prea mică vom avea rezistențe de colector prea mari și impedența de ieșire va fi și ea prea mare.

$$I_{CQ} = 1 \text{ mA}.$$

c) Pentru că potențialul colectorilor trebuie să fie pe la + 6V, rezultă o rezistență de colector de 6 kΩ. Alegem valoarea standardizată

$$R_C = 6.2 \text{ k}\Omega,$$

cu care vom avea  $V_{CQ} = 5.8$  V (Fig. 13.31 a).

d) Dacă nu introducem rezistențe în serie cu emitoarele, acestea vor fi la masă pentru variațiile diferențiale și modulul amplificării diferențiale va fi  $V_{RC\text{ repaus}}/25\text{ mV} = 6.2\text{ V}/25\text{ mV} \cong 250$ . Tema noastră de proiectare cere o amplificare de numai 50, așa că vom utiliza un etaj cu degenerare în emitor. Pentru acesta, modulul amplificării este  $R_C/(r_e + R_E)$ , de unde obținem  $r_e + R_E = R_C/50 = 124\ \Omega$ . Cum  $r_e = 25\text{ mV}/I_{CQ} = 25\ \Omega$ , alegem

$$R_E = 100\ \Omega.$$

Cu aceste valori și mizînd pe  $\beta \cong 100$  vom avea o impedanța de intrare pe mod diferențial de  $2 \cdot 100 \cdot 125\ \Omega = 25\text{ k}\Omega$ .

e) Curentul  $I_{EE}$  (suma curenților de emitor) trebuie să curgă la alimentarea negativă printr-o sursă de curent sau (variantea ieftină) printr-un rezistor. Încercăm, mai întîi, varianta mai simplă și anume rezistorul  $R_{EE}$ . Potențialul de repaus al emitoarelor este  $-0.6\text{ V} - I_{CQ}R_E \cong -0.7\text{ V}$ , așa că pe  $R_{EE}$  mai rămîne să cadă numai  $12\text{ V} - 0.7\text{ V} = 11.3\text{ V}$ . Cum prin  $R_{EE}$  trebuie să treacă  $2I_{CQ} = 2\text{ mA}$ , rezultă o valoare de  $5.65\text{ k}\Omega$ . Alegem valoarea standardizată

$$R_{EE} = 5.6\text{ k}\Omega.$$

f) Dacă generatoarele de semnal din baze nu pot furniza curentul de polarizare (cu  $\beta \cong 100$  acesta e de  $10\ \mu\text{A}$ ), va trebui să legăm bazele la masă cu niște rezistoare  $R_B$  de  $10\text{ k}\Omega$ -  $100\text{ k}\Omega$  și să cuplăm generatoarele prin condensatoare. În cazul în care trebuie să prelucrăm și informația de curent continuu, soluția este "mărirea" factorului  $\beta$  prin utilizarea unor tranzistoare compuse (de exemplu dubleți Darlington) și coborîrea curentului de repaus al bazelor la zecimi de  $\mu\text{A}$ , astfel încît generatorul de semnal să-l poată debita.

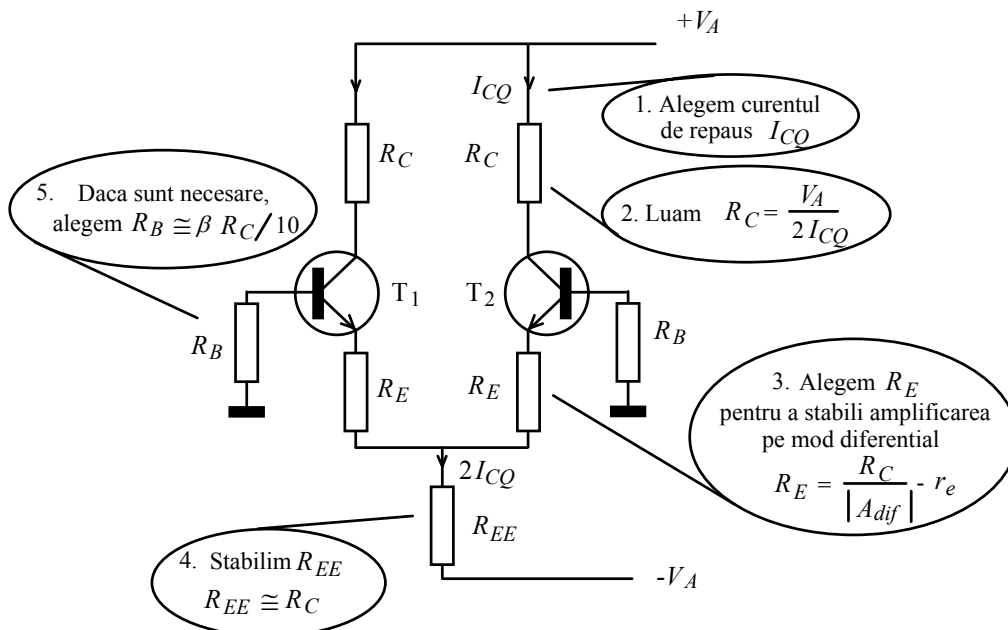


Fig.13.32.

f) Verificăm dacă am îndeplinit condiția asupra factorului de rejecție pe mod comun. Amplificarea pe mod comun are modulul  $R_C/(2R_{EE}) = 0.55$ , ceea ce conduce la  $CMRR = 50/0.55 \cong 91$ . Suntem foarte

aproape de condiția impusă dar nu am îndeplinit-o. Trebuie să revenim la varianta mai complicată, cu sursă de curent (desenul b al figurii).

g) Producem tensiunea de referință cu trei diode cu siliciu înseriate, pe rezistența  $R_{E3}$  va cădea 1.2 V și deoarece curentul  $I_{EE}$  e de 2 mA, rezistența  $R_{E3}$  trebuie să aibă 600  $\Omega$ . Mai rămâne să alegem rezistența pentru polarizarea sursei de curent. Un curent de 1 mA este suficient prin diode (tranzistorul  $T_3$  va lua din el numai 1 %), așa că alegem  $R_{B3}$  de 10 k $\Omega$ .

În Fig. 13.32 am reprezentat grafic o procedură simplificată de proiectare a etajului diferențial



## Enunțuri frecvent utilizate

(afît de frecvent încît merită să le memorați)

-Un etaj diferențial are o structură simetrică, cele două secțiuni avînd componente de valori egale; cuplarea celor două secțiuni se face prin legarea împreună a emitoarele celor două tranzistoare, curentul lor fiind asigurat de o sursă de curent constant.

-Etajul diferențial este considerat ideal dacă cele două secțiuni sunt complet identice (componentele perfect împerecheate), se găsesc la temperaturi identice iar sursa de curent legată în emitoare este ideală.

-Regimul de repaus al acestui etaj este perfect echilibrat, potențialele celor două secțiuni fiind perfect egale,  $V_{B1} = V_{B2}$  și  $V_{C1} = V_{C2}$ .

-Punctul de funcționare al etajului diferențial ideal este complet insensibil la variațiile temperaturii.

-Dacă cele două baze au în orice moment același potențial, spunem că avem o excitație pe mod comun; în cazul general, tensiunile de mod comun se definesc ca medii între tensiunile celor două secțiuni.

-Amplificarea pe mod comun este raportul între media variațiilor potențialelor din colectoare și media variațiilor potențialelor din baze  $A_{com} = \frac{\Delta V_{C1} + \Delta V_{C2}}{2} \frac{2}{\Delta V_{B1} + \Delta V_{B2}}$ ; variațiile se măsoară de

la regimul de repaus.

-Pentru etajul diferențial ideal, excitația pe mod comun ( $\Delta V_{B1} = \Delta V_{B2}$ ) nu are nici un efect; amplificarea pe mod comun este nulă; impedanța de intrare pe mod comun a etajului diferențial ideal este infinită.

-Excursia permisă a semnalului de mod comun este mare, de ordinul volților, fiind limitată superior de potențialul colectoarelor iar inferior de complianța de tensiune a sursei de curent.

-Dacă variațiile potențialelor bazelor sunt în orice moment egale și opuse ( $\Delta V_{B1} = -\Delta V_{B2}$ ) spunem că avem o excitație pur diferențială; în cazul general, tensiunile diferențiale se definesc ca diferențe între potențialele celor două secțiuni.

-Amplificarea pe mod diferențial este raportul între diferența variațiilor potențialelor din colectoare și diferența variațiilor potențialelor din baze  $A_{dif} = (\Delta V_{C1} - \Delta V_{C2}) / (\Delta V_{B1} - \Delta V_{B2})$ ; cum în repaus etajul este echilibrat, avem  $A_{dif} = (V_{C1} - V_{C2}) / (V_{B1} - V_{B2})$ .

- Pentru excitație diferențială cu semnale mici, potențialul emitoarelor este aproximativ constant; pentru variații este ca și cum acest punct ar fi legat la masă.

-Din acest motiv, excitat pe mod diferențial cu semnale mici, etajul diferențial are o amplificare egală cu aceea a unui amplificator cu emitor comun operat în același punct static de funcționare și cu aceeași rezistență de colector  $A_{dif} = -R_C / r_e = -I_{CQ} R_C / V_T = -U_{RC \text{ repaus}} / 25 \text{ mV}$ . Impedanța de intrare pe mod diferențial este  $Z_{in \text{ dif}} = 2\beta r_e$ .

-În concluzie, dacă potențialele bazelor sunt în orice moment egale între ele, atunci acestea pot evolua în limite largi fără ca acest lucru să se resimtă la ieșire. Un dezechilibru între potențialele bazelor produce, însă, un dezechilibru de sute de ori mai mare între potențialele celor două colectoare; etajul este sensibil, astfel, numai la diferența între potențialele intrărilor.

-La un etaj diferențial real, chiar dacă legăm ambele baze la masă, potențialele colectoarelor nu sunt riguros egale; neîmperecherea exactă a componentelor are exact același efect ca o tensiune

diferențială aplicată la intrare; această tensiune este numită tensiune de decalaj (offset) raportată la intrare.

-Pentru etajele diferențiale oferite de producătorii de componente electronice, tensiunea de decalaj este împrăștiată tehnologic; în foile de catalog se găsesc valorile tipice și valorile maxime garantate.

-Tensiunea de decalaj suferă o derivă (drift) datorită variației temperaturii; ca și tensiunea de decalaj, mărimea driftului termic trebuie luată în considerare la alegerea unui anumit amplificator diferențial, întrucât acestea limitează performanțele care vor fi obținute.

- Dacă sursa de curent din emitoare nu este ideală, impedanța  $r_{ee}$  văzută de punctul comun al emitoarelor nu este infinită și etajul diferențial este sensibil și la excitația pe modul comun; amplificarea pe mod comun nu mai este nulă, modulul ei fiind egal cu raportul între rezistența de colector  $R_C$  și dublul acestei impedanțe  $A_{com} = -R_C/r_{ee}$ .

-În această situație, impedanța de intrare pe mod comun este  $Z_{in\ com} = \beta r_{ee}$ .

-În cazul variantei ieftine în care sursa de curent este înlocuită cu un rezistor  $R_{EE}$ , din necesități de polarizare valoarea  $R_{EE}$  nu poate fi prea mare și modulul amplificării pe mod comun este apropiat de 0.5.

-Utilizarea unei surse de curent realizată cu un tranzistor produce coborîrea modulului amplificării pe mod comun pînă spre 0.001.

-În oricare din situațiile anterioare, la excitație diferențială cu semnal mic potențialul emitoarelor rămîne practic constant și amplificarea pe mod diferențial este aceea a etajului ideal,  $A_{dif} = -I_{CQ}R_C/V_T$ .

-Dacă excitația diferențială nu îndeplinește condiția de semnal mic  $v_{in\ dif} \ll 50\text{ mV}$ , semnalul de ieșire este distorsionat datorită neliniarității etajului. Extinderea liniarității se poate realiza, cu prețul micșorării amplificării diferențiale, prin introducerea în fiecare emitor a unui rezistor  $R_E$  (degenerare); în acest caz amplificarea devine  $A_{dif} = -R_C/(r_e + R_E)$  iar impedanța de intrare  $Z_{in\ dif} = 2\beta(r_e + R_E)$ .

-O excitație oarecare poate fi interpretată ca o supraapunere între o excitație pe mod comun cu media excitațiilor bazelor  $(\Delta V_{B1} + \Delta V_{B2})/2$  și o excitație diferențială cu diferența  $\Delta V_{B1} - \Delta V_{B2}$  între aceste excitații. Dacă etajul se comportă liniar, semnalele de ieșire se pot determina prin superpoziție.

-Factorul de rejecție pe mod comun (Common Mode Rejection Ratio), definit ca  $CMRR = A_{dif}/A_{com}$  caracterizează cît de "diferențial" se comportă un anumit amplificator. În tehnologie integrată el poate ajunge la valori de un milion (120 dB).

-La un etaj cu ieșire diferențială, sarcina se poate cupla între cele două ieșiri sau între o ieșire și masă; a doua variantă necesită un condensator de separare și pierde avantajul funcționării la frecvențe foarte joase (inclusiv curent continuu).

-Prin adăugarea unui etaj de decalare de nivel se obține un amplificator diferențial cu ieșire față de masă (single ended) care funcționează pînă la frecvența zero inclusiv; potențialul de repaus al acestei ieșiri este nul. Cele două intrări se numesc, după efectul lor asupra ieșirii, intrare neinversoare și, respectiv, inversoare.

-Amplificatoarele diferențiale sunt utilizate în special pentru prelucrarea semnalelor mici, cu frecvența mergînd în jos pînă la zero inclusiv (curent continuu); datorită rejecției pe mod comun, anumite semnale parazite (de exemplu semnale perturbatoare induse pe firele de legătură) pot fi eliminate.

-Prin conectarea diferențială (între cele două intrări) a sensorului, semnalele parazite apar pe modul comun și sunt rejecțate (amplificate mult mai puțin decît semnalul util aplicat pe modul

diferențial). Datorită neîmperecherii perfecte a impedanțelor pe cele două intrări, o anumită parte a semnalului parazit apare ca semnal diferențial (efectul de divizor); pentru micșorarea acestui efect este necesar ca impedanța de intrare pe mod comun să fie cât mai mare.

-Etajul diferențial mai este utilizat pe post de comparator de tensiune, pentru conversia semnalelor triunghiulare în semnale sinusoidale, la modulația de amplitudine și construcția multiplicatoarelor analogice, pentru eliminarea efectului Miller; familia de circuite digitale de foarte mare viteză (500 MHz) ECL (Emitter Coupled Logic) are la bază o configurație de etaj diferențial.

## Termeni noi

<b>-amplificator diferențial</b>	amplificator cu două intrări la care starea ieșirii este sensibilă practic numai la diferența între potențialele intrărilor și nu la media acestora;
<b>-tensiune de mod comun</b>	media între variațiile potențialelor celor două intrări (sau ieșiri);
<b>-tensiune diferențială</b>	diferența între variațiile potențialelor celor două intrări (sau ieșiri);
<b>-excitare pe mod comun</b>	excitare în care la cele două intrări se aplică același semnal (tensiune de intrare diferențială nulă);
<b>-excitare pe mod diferențial</b>	excitare în care la cele două intrări se aplică semnale egale în valoare absolută dar opuse ca semn (tensiune de intrare pe mod comun nulă);
<b>-amplificare pe mod comun</b>	raportul $v_{out\ com} / v_{in\ com}$ , care trebuie să aibă valori cât mai mici;
<b>-amplificare pe mod diferențial</b>	raportul $v_{out\ dif} / v_{in\ dif}$ , care ajunge la valori de ordinul sutelor pentru un etaj diferențial cu două tranzistoare bipolare;
<b>-raport de rejecție pe mod comun (Common Mode Rejection Ratio)</b>	raportul între amplificările pe mod diferențial și comun $CMRR = A_{dif} / A_{com}$ ; în tehnologie integrată ajunge pînă la un milion;
<b>-efect de divizor</b>	conversia unei părți din excitația pe mod comun în excitație pe mod diferențial datorită neîmperecherii impedanțelor pe cele două intrări; poate fi diminuat prin creșterea impedanței $Z_{in\ com}$ ;
<b>-multiplicator analogic</b>	circuit a cărui tensiune de ieșire este proporțională cu produsul dintre tensiunile aplicate la cele două intrări; funcționează pînă la frecvența zero inclusiv;
<b>-circuite ECL</b>	familie de circuite digitale (logice) de foarte mare viteză, care au la bază o structură de etaj diferențial;

## Probleme rezolvate

**Problema 1.** Impedanțele de intrare  $Z_{in\ dif}$  și  $Z_{in\ com}$  au fost definite în cazul unor tipuri speciale de excitație, pur diferențială și, respectiv, pe mod comun. Presupunând o funcționare liniară a etajului, să se construiască un circuit echivalent de intrare care să fie valabil și în cazul unei excitații oarecare (mixte).

### Rezolvare

Aplicăm la cele două intrări variațiile de potențial  $\Delta V_{B1}$  și  $\Delta V_{B2}$ . Etajul diferențial fiind liniar, va fi echivalent cu o rețea de impedanțe legate între cele două intrări și punctul de masă (Fig. 13.33 a). Dar, oricât de complicată ar fi această rețea, ea poate fi adusă întodeauna la o configurație echivalentă în Y (desenul b) sau în triunghi (desenul c). Nu ne rămâne decât să exprimăm impedanțele acestor configurații prin valorile  $Z_{in\ com}$  și  $Z_{in\ dif}$ .

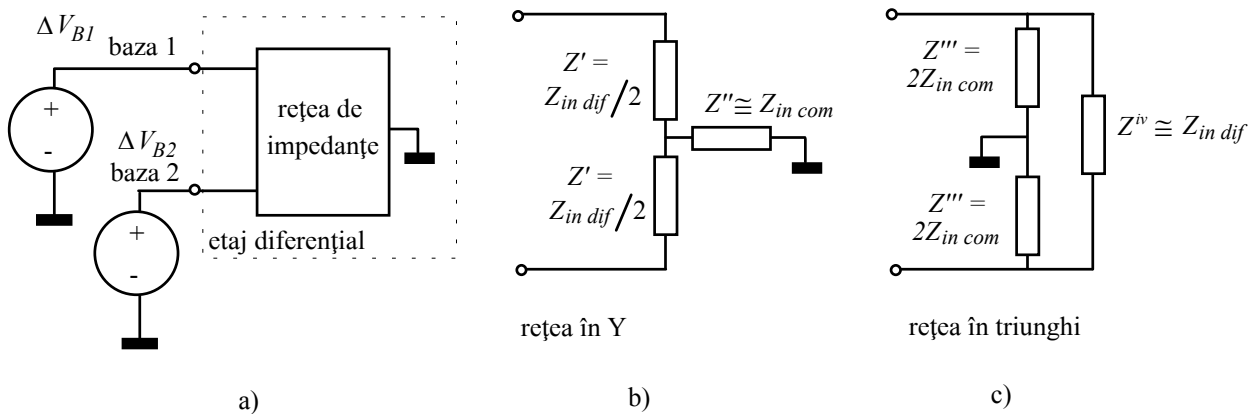


Fig. 13.33.

Începem cu rețeaua în Y. Pe mod diferențial prin  $Z''$  nu circulă curent (teorema Milman cere ca variația potențialului punctului M să fie nulă) și, deci, această impedanță poate fi ignorată. Rezultă imediat că  $Z' = Z_{in\ dif} / 2$ . Pe modul comun bazele sunt legate împreună și cele două impedanțe  $Z'$  apar în paralel. Din  $Z_{in\ com} = Z'' + Z' / 2$  deducem că  $Z'' = Z_{in\ com} - Z_{in\ dif} / 4$ . Dacă  $Z_{in\ com} \gg Z_{in\ dif}$ , așa cum se întâmplă la toate etajele cu sursă de curent (și chiar și la cele cu rezistor când  $A_{dif}$  nu a coborât chiar la ordinul unităților), putem spune că  $Z'' \cong Z_{in\ com}$ .

Pentru rețeaua în triunghi din desenul c), la excitația pe mod comun prin  $Z^{iv}$  nu trece curent (capetele sunt la același potențial) iar impedanțele  $Z'''$  apar legate în paralel; în consecință  $Z''' = 2Z_{in\ com}$ . La excitația pur diferențială curenții prin impedanțele  $Z'''$  sunt egali și, deci spre masă curentul e nul. Este ca și cum impedanțele  $Z'''$  ar fi legate în serie (fără legătura la masă), de unde obținem că  $Z_{in\ dif}$  este combinația paralel între  $Z^{iv}$  și  $2Z''' = 4Z_{in\ com}$ . De aici rezultă că

$$Z^{iv} = Z_{in\ dif} \frac{1}{1 - Z_{in\ dif} / (4Z_{in\ com})} \cong Z_{in\ dif} \left[ 1 + Z_{in\ dif} / (4Z_{in\ com}) \right] \cong Z_{in\ dif}$$

**Problema 2.** Să se deducă expresia caracteristicii de transfer  $\Delta V_{out\ dif} = f(\Delta V_{in\ dif})$  pentru etajul din Fig. 13.34, fără să se facă aproximația de semnal mic.

### Rezolvare

Pornim de la expresiile caracteristicilor de transfer ale tranzistoarelor (presupuse identice)

$$I_{C1} = I_s e^{V_{BE1}/V_T}; \quad I_{C2} = I_s e^{V_{BE2}/V_T} \quad (13.27)$$

și încercăm să exprimăm tensiunea de intrare diferențială prin tensiunile bază-emitor

$$\begin{aligned} \Delta V_{in\ dif} &= V_{B1} - V_{B2} = (V_{B1} - V_E) - (V_{B2} - V_E) = \\ &= V_{BE1} - V_{BE2} \end{aligned} \quad (13.28)$$

Pentru a exprima diferența  $V_{BE1} - V_{BE2}$  prin curenții de colector, împărțim membru cu membru expresiile lor și; obținem

$$\frac{I_{C1}}{I_{C2}} = e^{\frac{\Delta V_{in\ dif}}{V_T}}. \quad (13.29)$$

Mai avem în plus informația că întodeuana suma curenților de colector este  $I_{EE}$

$$I_{C1} + I_{C2} = I_{EE}. \quad (13.30)$$

Ceea ce dorim noi să calculăm este

$$\begin{aligned} \Delta V_{out\ dif} &= V_{C1} - V_{C2} = (V_A - R_C I_{C1}) - (V_A - R_C I_{C2}) = \\ &= -R_C (I_{C1} - I_{C2}) \end{aligned} \quad (13.31)$$

va trebui să exprimăm din (13.29) și (13.30) diferența curenților

$$\begin{aligned} I_{C1} - I_{C2} &= I_{EE} \frac{e^{\Delta V_{in\ dif}/V_T} - 1}{e^{\Delta V_{in\ dif}/V_T} + 1} = I_{EE} \frac{e^{\Delta V_{in\ dif}/(2V_T)} - e^{-\Delta V_{in\ dif}/(2V_T)}}{e^{\Delta V_{in\ dif}/(2V_T)} + e^{-\Delta V_{in\ dif}/(2V_T)}} = \\ &= I_{EE} \tanh\left(\frac{\Delta V_{in\ dif}}{2V_T}\right) \end{aligned} \quad (13.32)$$

În final, nu mai avem decît să înlocuim expresia găsită în relația (13.31)

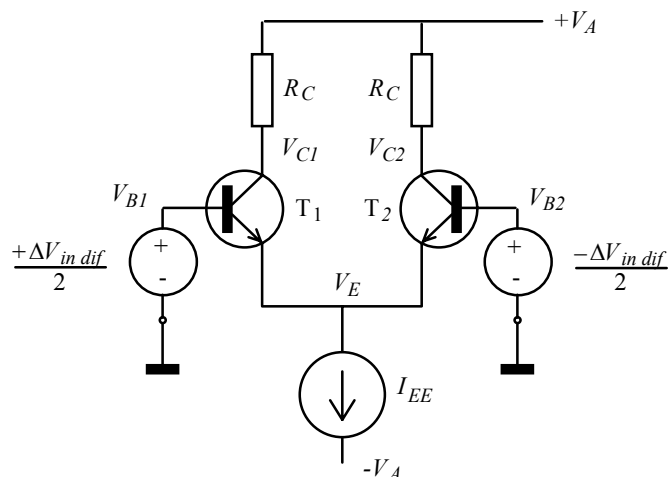


Fig. 13.34.

$$\Delta V_{out\ dif} = -I_{EE} R_C \tanh\left(\frac{\Delta V_{in\ dif}}{2V_T}\right). \quad (13.33)$$

**Problema 3.** Trebuie să urmăriți variațiile de temperatură ale unui corp pe un domeniu de numai +/- 0.01 °C astfel încât să puteți observa modificări 0.001 °C în condițiile în care temperatura ambiantă evoluează necontrolat cu 1 °C. Drept senzor aveți la dispoziție un termistor cu coeficient de temperatură negativ, care are la temperatura de lucru o rezistență de 10 kΩ, iar ca aparat de măsură veți utiliza un voltmetru electronic digital flotant cu rezistența de 1 MΩ, domeniul lui de măsură fiind între -100 mV și 100 mV. Proiectați un amplificator care să rezolve această problemă. Ce stabilitate va trebui să aibă tensiunea de referință utilizată ?

**Rezolvare** Un termistor NTC își modifică rezistența cu aproximativ 4 % pe grad; astfel, pe domeniul de +/- 0.01 °C pe care vom urmări temperatura vom avea o variație relativă a rezistenței de numai +/- 0.4 la mie. O asemenea variație mică poate fi pusă în evidență printr-o metodă de punte (Fig. 13.35). Presupunând că am echilibrat puntea la temperatura de lucru și apoi rezistența termistorului a crescut cu  $\Delta R$ . Diferența de potențial între punctele M și N este

$$V_M - V_N = V_{REF} \left( \frac{R_0 + \Delta R}{2R_0 + \Delta R} - \frac{1}{2} \right) \cong \frac{V_{REF}}{4} \frac{\Delta R}{R_0};$$

cu o tensiune de referință de 10 V, puntea se va dezechilibra +/- 1 mV pe întreg domeniul de +/- 0.01 °C care trebuie monitorizat.

Semnalul care trebuie prelucrat este diferența de potențial între două puncte dintre care nici unul nu este legat la masă. Este evident că trebuie să utilizăm un amplificator diferențial. Cum aparatul de măsură are capetele de scală la +/- 100 mV iar semnalul diferențial este de +/- 1 mV, amplificarea diferențială va trebui să fie 100.

Pentru a nu "scurtcircuita" generatorul de semnal reprezentat de punte, impedanța diferențială trebuie să fie de cel puțin  $10 \cdot R_0 = 100\text{ k}\Omega$ . În plus, puntea trebuie să furnizeze și curentul de bază al tranzistoarelor; cum intensitatea curentului printr-o ramură a punții este de  $10\text{ V}/20\text{ k}\Omega = 500\mu\text{A}$ , nu putem alege decât un curent de bază mai mic de  $50\mu\text{A}$ . Pe de altă parte, sarcina este un aparat care are rezistența de 1 MΩ și va putea fi conectată fără probleme între colectoarele tranzistoarelor dacă nu creștem rezistențele de colector peste 50 kΩ (ele apar în serie în impedanța de ieșire la excitație diferențială).

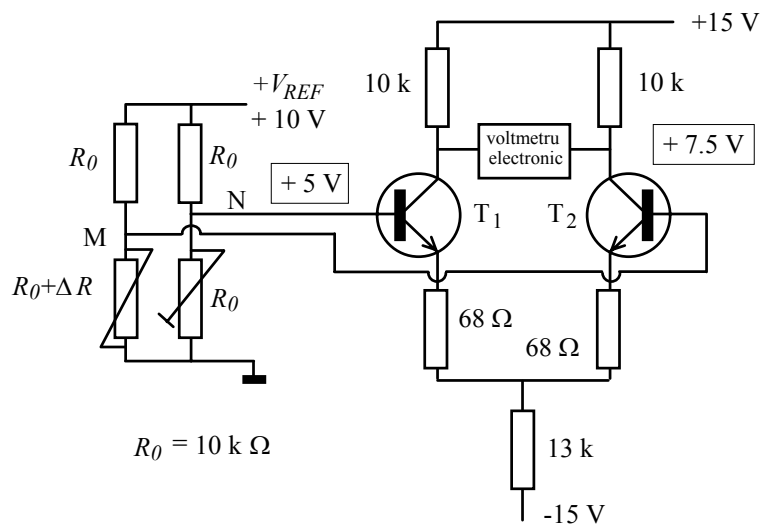


Fig. 13.35.

Alegem  $R_C = 50 \text{ k}\Omega$  și cu o tensiune de alimentare de  $\pm 15 \text{ V}$  și potențialul de repaus la jumătate, rezultă un curent de repaus  $I_{CQ} = 7.5 \text{ V}/50 \text{ k}\Omega = 0.15 \text{ mA}$ . Mizînd pe un factor de amplificare  $\beta$  de cel puțin 100, vom avea un curent de bază sub  $1.5 \mu\text{A}$ , ceea ce nu "încarcă" semnificativ puntea.

Pentru stabilirea amplificării diferențiale de 100, trebuie să introducem în emitoare rezistoare  $R_E$  pentru degenerare, astfel încît  $R_E + r_e = R_C/100 = 500 \Omega$ . Cum  $r_e$  este  $25 \text{ mV}/0.15 \text{ mA} = 167 \Omega$ . Va trebui să punem, deci  $R_E = 330 \Omega$  (valoare standardizată). Pe aceste rezistoare, căderea de tensiune în repaus va fi de numai  $0.15 \text{ mA} \cdot 330 \Omega = 50 \text{ mV}$ .

Potențialul bazelor tranzistoarelor va fi la  $V_{REF}/2 = 5 \text{ V}$ , de unde găsim imediat potențialul emitoarelor egal cu  $5 \text{ V} - 0.6 \text{ V} - 0.05 \text{ mV} = 4.4 \text{ V}$ . De aici rezultă valoarea rezistenței  $R_{EE}$ , de  $(4.4 \text{ V} + 15 \text{ V})/1.5 \text{ mA} \cong 13 \text{ k}\Omega$ .

Impedanța de intrare diferențială va fi  $2\beta(R_E + r_e) = 100 \text{ k}\Omega$  și nu vom pierde prea multă tensiune de semnal pe impedanța de ieșire a punții, care este de  $10 \text{ k}\Omega$ . Dacă suntem foarte riguroși, vom afla că pierdem 10 % din acest motiv și încă 10 % datorită rezistenței finite a voltmetrului, așa că trebuie să ne așteptăm la o amplificare globală de aproximativ 80 în loc de 100. În cazul în care nu putem accepta acest lucru, nu avem decît să micșorăm cu 20 % rezistența  $R_E + r_e$  prin coborîrea lui  $R_E$  pe la  $310 \Omega$ .

Să vedem cum stăm cu stabilitatea termică. Trebuie să asigurăm ca o variație de  $0.001 \text{ }^\circ\text{C}$  să poată fi pusă în evidență; aceasta înseamnă o variație a tensiunii de intrare de numai  $10 \mu\text{V}$ . Cum în acest timp temperatura amplificatorului se modifică cu  $1 \text{ }^\circ\text{C}$ , va trebui ca acesta să aibă un drift al tensiunii de decalaj mai mic de  $10 \mu\text{V}/\text{grad}$ . Așa cum s-a discutat anterior, această performanță nu poate fi asigurată cu tranzistoare discrete. Va trebui să realizăm etajul cu tranzistoare dintr-un circuit integrat. Pentru aria  $\beta\text{A } 726$  produsă de IPRS Băneasa, driftul este de numai  $1\text{-}2 \mu\text{V}$  pe grad, ceea ce satisface cerința problemei.

Fluctuațiile tensiunii de referință  $V_{REF}$  cu care am alimentat puntea pot să ne inducă în eroare, fiind interpretate de amplificator ca semnal provenit din variația temperaturii termistorului. Cu puntea perfect echilibrată, variațiile tensiunii  $V_{REF}$  vor determina apariția unui semnal pe modul comun, de mărime  $\Delta V_{REF}/2$ . Cum raportul de rejecție pe mod comun este  $CMRR = A_{dif}/A_{com} \cong 100/0.4 \cong 260$  iar semnalul util minim care trebuie pus în evidență este de  $10 \mu\text{V}$ , rezultă că perturbația pe mod comun  $\Delta V_{REF}/2$  trebuie să fie mai mică decît  $10 \mu\text{V} \cdot 260 = 2.6 \text{ mV}$ . În concluzie, tensiunea de referință va trebui să aibă o stabilitate mai bună de  $5.2 \text{ mV}/10 \text{ V} \cong 0.5 \%$ .

În condițiile în care puntea este dezechilibrată, am văzut că tensiunea de intrare diferențială este  $V_M - V_N \cong \frac{V_{REF}}{4} \frac{\Delta R}{R_0}$ . Dacă și tensiunea de referință se modifică, mai apare un termen suplimentar egal cu  $\frac{\Delta R}{4R_0} \Delta V_{REF}$ . Cea mai dezavantajoasă situație apare la capetele intervalului care trebuie monitorizat, cînd  $\Delta R/(4R_0)$  ajunge la valoarea maximă 0.4 la mic. Astfel, pentru a putea pune și aici în evidență variația semnalului util de  $10 \mu\text{V}$ , trebuie ca  $\Delta V_{REF} \frac{4}{1000} \leq 10 \mu\text{V}$ , de unde  $\Delta V_{REF} \leq 2.5 \text{ mV}$ . Rezultă, de aici, o stabilitate de 0.25 % pentru tensiunea de referință, condiție mai dură decît cea obținută la paragraful precedent. Totuși, pentru referințele de tensiune integrate, care au deriva termică sub 10 ppm pe grad (adică 0.001 % pe grad) această condiție este extrem de relaxată.

**Problema 4.** Într-un aparat optic, poziția unei oglinzi trebuie modificată prin intermediul unui **actuator piezoelectric**; pentru a realiza deplasarea dorită, tensiunea pe actuator va evolua între  $-100 \text{ V}$  și  $+100 \text{ V}$ . Forma de undă ce va controla deplasarea este obținută de la un generator de semnal a cărui ieșire are o excursie între  $-1 \text{ V}$  și  $+1 \text{ V}$ . Să se proiecteze un amplificator diferențial care să fie excitat de generatorul de semnal și care să comande actuatorul.

### Rezolvare

Variația tensiunii pe actuator între - 100 V și + 100 V poate fi realizată legînd actuatorul între colecoarele unui etaj diferențial și provocînd variații, **în antifază**, de +/- 50 V ale potențialelor de colector (mod diferențial). Alegem valoarea alimentării pozitive la + 150 V și stabilim regimul de repaus al colectoarelor la + 75 V. Astfel, potențialul colectoarelor va evolua între +25 V și + 125 V, cu rezerve de 25 V atît spre potențialul alimentării cît și spre masă.

Amplificarea globală a amplificatorului pe care îl proiectăm va trebui să fie  $100 \text{ V}/1 \text{ V} = 100$ . Dacă am încerca să obținem această amplificare de la etajul în care am lega actuatorul, comportarea sa ar fi puternic neliniară deoarece excursia de +/- 1 V de la intrare este foarte mare. Nu putem să obținem de la un singur etaj și amplificare mare și semnale mari. Soluția este realizarea amplificării de 100 **cu două etaje**; alegem ca fiecare din etaje să amplifice de 10 ori.

Pentru etajul final, pe care am început să-l proiectăm, avem nevoie de tranzistoare care să reziste la  $V_{CE}$  peste 150 V și care să poată disipa cîtiva wați (produsul  $I_{CQ}V_{CEQ}$  va fi mare). Alegem, de exemplu, BF471 care are o tensiune maximă de 300 V și disipă peste 2 W.

Alegem un curent de repaus de 10 mA la care puterea disipată în repaus pe fiecare tranzistor este de numai  $75 \text{ V} \cdot 10 \text{ mA} = 0.75 \text{ W}$ . De aici rezultă imediat valorile rezistențelor de colector

$$R_{C2} = \frac{150\text{V} - 75 \text{ V}}{10 \text{ mA}} = 7.5 \text{ k}\Omega$$

Puterea disipată pe fiecare din ele (în repaus) este de 0.75 W, va trebui să alegem rezistențe cu puterea nominală de cel puțin 1W.

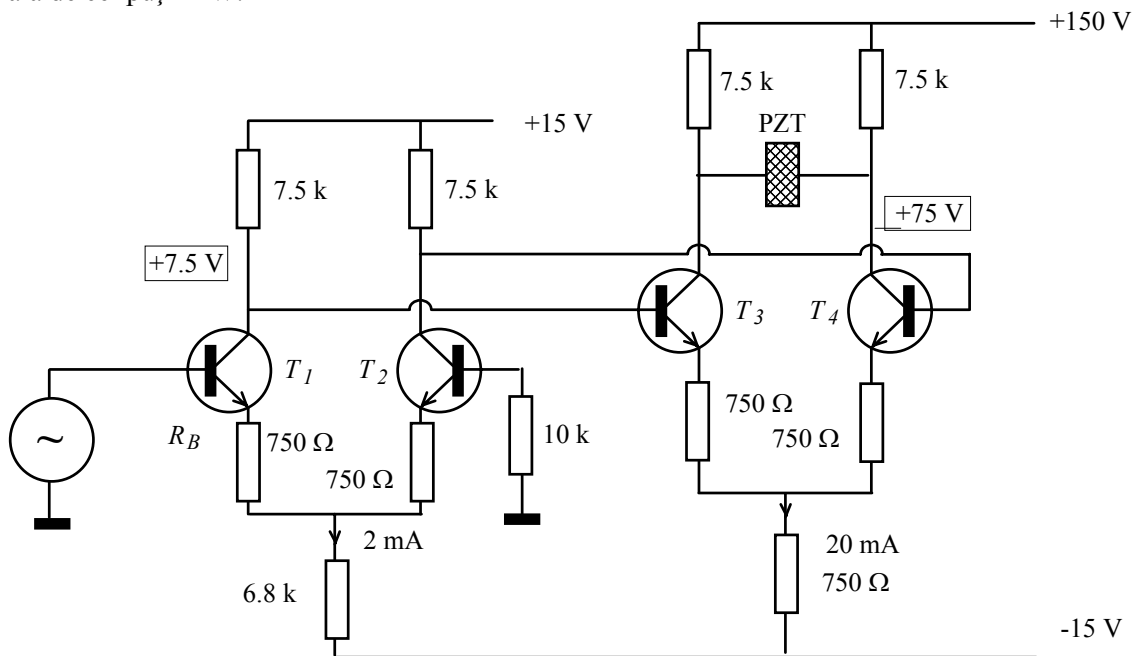


Fig. 13.36.

Amplificarea mică se realizează prin degenerarea în emitoare a etajului, introducînd rezistențele  $R_{E2}$ . Cum modulul amplificării diferențiale este  $R_C/R_E$  iar amplificarea trebuie să fie 10, obținem că  $R_{E2} = 750 \Omega$ . Și puterea disipată este de 10 ori mai mică, putem monta rezistoare de 0.25 W sau 0.5 W. În repaus, pe fiecare din aceste rezistențe cade 7.5 V, astfel că potențialul de repaus al emitoarelor va fi cu



aproximativ 8 V sub potențialul bazelor. Nu îl putem afla în acest moment deoarece nu știm unde vom lega bazele.

Având două etaje diferențiale legate unul după altul, factorii individuali de rejecție pe mod comun se înmulțesc și, din acest motiv, nu are rost să fim prea pretențioși: renunțăm să punem sursă de curent la etajul final. În locul acesteia, vom monta rezistorul  $R_{EE2}$ . Cum o sursă de tensiune mare este scumpă, vom utiliza tot tensiunea negativă a primului etaj. Valoarea lui  $R_{EE2}$  o vom determina după proiectarea primului etaj.

Acest prim etaj va trebui să aibă o amplificare de 10, ceea ce înseamnă că potențialele colectoarelor vor avea excursii de +/- 5 V. Alegem + 15 V tensiunea de alimentare pozitivă și stabilim la 7.5 V potențialul de repaus al colectoarelor. Cu un curent de repaus de 1 mA, rezistențele necesare în colectoare vor fi

$$R_{C1} = \frac{15\text{V} - 7.5\text{V}}{1\text{mA}} = 7.5\text{ k}\Omega;$$

la fel ca și la etajul al doilea, vom introduce o degenerare în emitoare, prin intermediul rezistoarelor  $R_{E1} = R_{C1}/10 = 750\ \Omega$ . Pe fiecare din aceste rezistoare pierdem în repaus 0.75 V, astfel încât potențialul de repaus al emitoarelor va fi de aproximativ - 1.5 V.

Nici la primul etaj nu are rost să utilizăm o sursă de curent; alegem alimentarea negativă la -15 V și montăm un rezistor  $R_{EE1}$ . Prin el trec 2 mA, deci va trebui să aibă o valoare

$$R_{EE1} = \frac{-1.5\text{ V} - (-15\text{ V})}{2\text{ mA}} \cong 6.8\text{ k}\Omega.$$

Ne putem acum întoarce la proiectarea etajului final. Bazele lui vor fi legate în colectoarele primului, deci vor sta în repaus la +7.5 V. Rezultă că emitoarele sunt pe la - 0.5 V. Putem acum calcula valoarea rezistorului  $R_{EE2}$ : pe el cade aproximativ 15 V iar curentul este de 20 mA. Rezultă o valoare de 750  $\Omega$ . În

final, să calculăm amplificarea globală pe mod comun  $|A_{com}| = \frac{7.5\text{ k}\Omega}{2 \cdot 6.8\text{ k}\Omega} \cdot \frac{7.5\text{ k}\Omega}{2 \cdot 750\ \Omega} = 0.82$  și vom avea, deci, un factor de rejecție global de 120.

## Probleme propuse

**P 13.1.** Calculați punctul static de funcționare al etajului diferențial din Fig. 13.37 a).

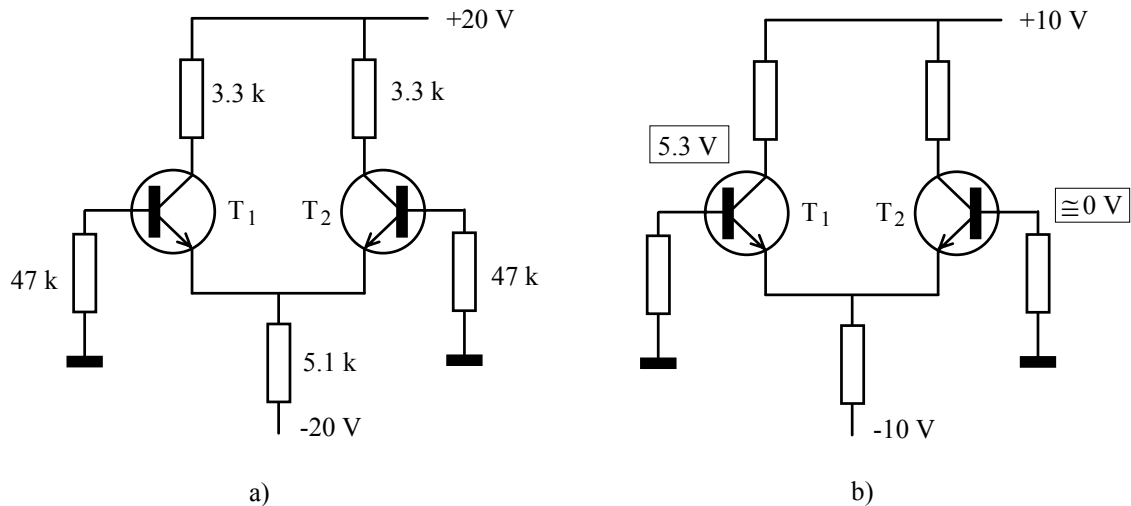


Fig. 13.37.

**P 13.2.** Determinați amplificările diferențială și pe mod comun, precum și factorul de rejecție pe mod comun, pentru circuitul din Fig. 13.37 b). Cele două secțiuni au rezistoare de valori identice.

**P 13.3.** Estimați impedanțele de intrare, pe mod diferențial și pe mod comun, pentru etajul din problema **P 13.1**, fără să luați în considerație efectul rezistențelor din baze (considerați factorul de amplificare  $\beta \geq 100$ ). Utilizați apoi rezultatul problemei rezolvate 1 și echivalați intrarea etajului cu o rețea de trei rezistoare. Adăugați și rezistoarele din baze și recalculați acum impedanțele de intrare pe mod diferențial și pe mod comun. Formulați o concluzie asupra efectului rezistoarelor de polarizare a bazelor.

**P 13.4.** Modificați circuitul din problema P 13.1 astfel încât să aibă  $|A_{dif}| = 75$ ; Încercați ca pe seama renunțării la valoarea mare a amplificării să îmbunătățiți liniaritatea etajului.

**P 13.5.** Proiectați un etaj diferențial alimentat de la +/- 15 V, alegând curentul de repaus pentru fiecare din tranzistoare egal cu 0.5 mA. Amplificarea diferențială trebuie să fie  $|A_{dif}| = 50$  iar rejecția pe mod comun cât mai mare. Estimați impedanțele de intrare, mizând pe un factor de amplificare pentru tranzistoare  $\beta \geq 200$ .

**P 13.6.** Pentru o anumită aplicație, impedanța de intrare pe mod diferențial obținută la problema precedentă este prea mică. Reproiectați etajul, utilizând de data aceasta tranzistoare compuse Darlington (Fig. 13.38). În estimarea factorului de amplificare  $\beta$  echivalent al dubletului, nu uitați că primul tranzistor lucrează la curent mult mai mic și în aceste condiții factorul  $\beta$  pentru el poate fi chiar cu un ordin de mărime mai mic decât cel de 200 specificat de problema anterioară.

**P 13.7** (mai dificilă !) În rezolvarea problemei precedente, ați considerat, probabil, la calculul amplificării, că tranzistorul compus are rezistența dinamică intrinsecă de emitor  $r_e$  practic egală cu a unui tranzistor care lucrează la curentul  $I_{CQ} = 0.5$  mA specificat în tema de proiectare. În realitate nu se întâmplă așa și

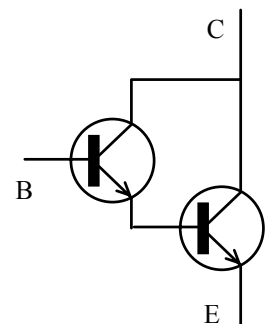


Fig. 13.38.

acum va trebui să calculați cât este această rezistență dinamică. Desenați configurația Darlington utilizând modelul pentru variații (cu  $r_e$ ) pentru fiecare tranzistor în parte și încercați să o echivalați cu un singur tranzistor. Amintiți-vă că prezența rezistenței dinamice  $r_e$  în emitorul modelului a fost impusă de ecuația

$\Delta V_{BE} = r_e \cdot \Delta I_E$  și exprimați  $\Delta V_{BE}$  pentru tranzistorul compus. Nu uitați că cele două tranzistoare din componența sa lucrează la valori diferite ale curentului de colector și, deci, nu au rezistențele dinamice egale.

Dacă ați lucrat corect veți obține un rezultat **care nu depinde de factorii de amplificare  $\beta$  ai tranzistoarelor**. Acesta este un lucru excelent, întrucât în afară de împrăștierea de la exemplar la exemplar, acest factor mai are și o cădere la curenții mici la care lucrează primul tranzistor. Dubletul poate fi caracterizat, deci, de o mărime **independentă** de aceste lucruri și acesta este rezultatul direct al unei alegeri bune în construirea circuitului echivalent al tranzistorului pentru variații. Dacă vă mai amintiți, atunci când am construit acest circuit am avut de ales între a introduce o rezistență dinamică în bază și a o introduce în emitor. Am ales să o punem în emitor și această alegere a condus la o serie de simplificări în descrierea și calculul performanțelor circuitelor cu tranzistoare.

**P 13.8.** Proiectați un etaj diferențial, alimentat la +/- 10V, care să aibă amplificarea pe mod diferențial egală în modul cu 50 și o rejecție cât mai bună pe mod comun. Estimați impedanța de intrare diferențială, dacă factorul  $\beta$  al tranzistoarelor este peste 200.

**P 13.9.** Proiectați un etaj diferențial alimentat la +/- 15 V, cu amplificarea diferențială egală în modul cu 20; alegeți varianta ieftină, cu rezistor în locul sursei de curent. Mizînd pe un factor  $\beta$  de cel puțin 100, calculați impedanțele de intrare. Cît este raportul de rejecție pe mod comun.

**P 13.10.** Aveți la dispoziție o alimentare de +/- 20 V și tranzistoare cu  $\beta \geq 200$ . Proiectați un amplificator diferențial (eventual cu mai multe etaje) care să îndeplinească următoarele cerințe:

- amplificarea diferențială  $|A_{dif}| = 1000$ ;
- impedanță de intrare diferențială  $Z_{in\ dif} \geq 1\ M\Omega$ ;
- raport de rejecție pe mod comun  $CMRR_{dB} \geq 60\ dB$ ;
- excursia semnalului la ieșire +/- 5 V.

## Lucrare experimentală

### Experimentul 1. Amplificările pe modul diferențial și pe modul comun

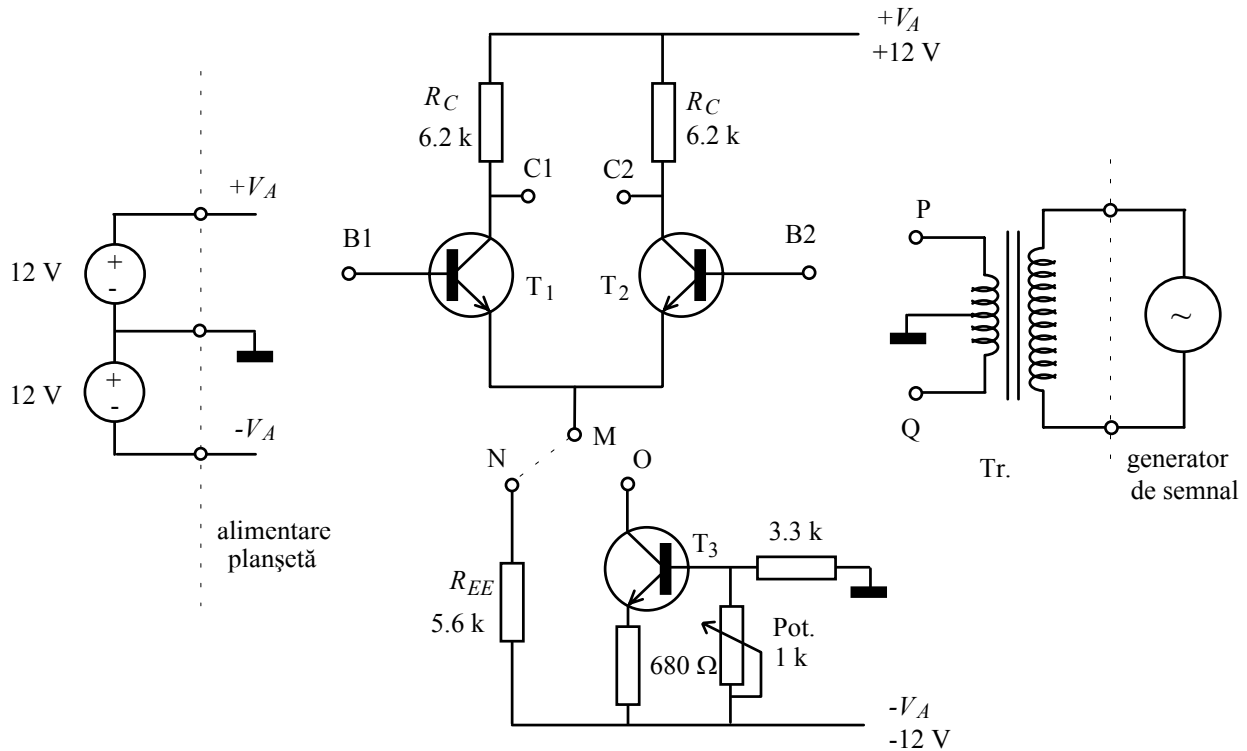


Fig. 13.39.

Aveți pe planșetă realizat un amplificator diferențial cu tranzistoare discrete (Fig. 13.39). După ce v-ați copiat schema sa pe caiet, legați un fir între bornele M și N, conectând rezistorul  $R_{EE}$  între punctul comun al emitoarelor și alimentarea negativă. Alimentați apoi planșeta **cu tensiune diferențială** (două surse de alimentare, ca în figură).

#### a) Punctul de funcționare

Legăți bazele B1 și B2 la masă și măsurați **față de masă** tensiunile de alimentare precum și potențialele colectorilor și ale emitoarelor. Utilizând aceste date, împreună cu valorile rezistențelor  $R_C$  și  $R_{EE}$ , **calculați valorile curenților de repaus**. Tot cu aceste date, estimați cât ar trebui să fie amplificarea pe mod comun și amplificarea pe mod diferențial.

#### b) Excitarea pe mod comun

Legăți ieșirea unui generator de semnal în **primarul** transformatorului Tr. (vom vedea mai târziu de ce avem nevoie de acest transformator). Excitarea este numită pe mod comun dacă potențialele celor două intrări sunt identice în orice moment; pentru a realiza aceasta, desfaceți de la masă firele care merg în baze și legați-le între ele. Conectați apoi punctul lor comun într-una din bornele P sau Q ale secundarului transformatorului, ca în Fig. 13. 40. Deoarece priza mediană a transformatorului

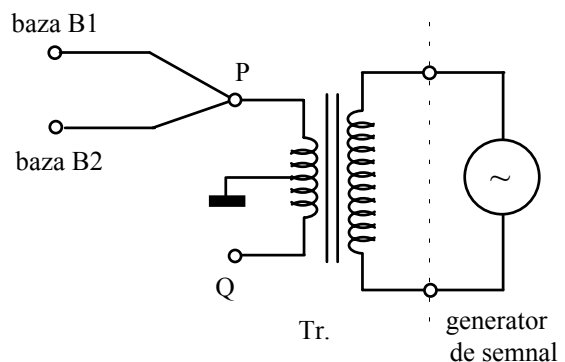


Fig. 13.40. Excitarea pe mod comun.

este legată constructiv la masă, bazele vor continua să fie legate **în curent continuu** la masă.

Legăți sonda unui osciloscop într-unul din colectoare (masa sondei fiind legată la masa circuitului). Stabiliți frecvența generatorului de semnal sinusoidal pe la 1 kHz și măriți amplitudinea semnalului pînă aproape de punctul în care sinusoida din colector începe să fie distorsionată. Notați-vă valoarea amplitudinii semnalului din colector. Pentru calculul amplificării, veți măsura **valorile efective** ale semnalelor cu un voltmetru electronic. Determinați, astfel, tensiunea de intrare pe mod comun (din baze) și tensiunea de ieșire pe mod comun (din colectoare). Dacă tensiunile din cele două colectoare nu sunt egale, efectuați **media** între acestea. Calculați apoi amplificarea pe mod comun.

Micșorați acum nivelul semnalului produs de generator, astfel încît tensiunea de ieșire (din colectoare) să coboare pe la 10 mV și reluați măsurarea amplificării. Comparați cele două valori obținute, la semnal mare și la semnal mic. Depinde amplificarea de nivelul semnalului ? Ce puteți spune despre liniaritatea amplificatorului diferențial la funcționarea pe mod comun ? Cît de mare poate să fie excursia de tensiune la ieșire fără ca să apară distorsiuni de limitare ? Comparați apoi această valoare **măsurată** cu cea estimată din valorile componentelor. Cît de precisă a fost estimarea ? Care credeți că sunt cauzele erorilor ?

**c) Excitarea pe mod diferențial**

La excitarea pe mod diferențial, cele două potențiale de intrare trebuie să îndeplinească condiția  $V_{B1}(t) = -V_{B2}(t)$ ; pentru o formă de undă sinusoidală, aceasta înseamnă că cele două semnale trebuie să fie **în antifază**. Cum generatorul de semnal sinusoidal oferă un singur semnal sinusoidal, **față de masă**, nu îl putem utiliza direct pentru o excitare diferențială a etajului. Din acest motiv, veți folosi un **transformator defazor**, care are în secundar o priză mediană (exact la jumătatea înfășurării) ce este legată la masă, Astfel, cele două tensiuni de la capetele P și Q ale secundarului, măsurate față de masă, sunt egale în amplitudine dar în opoziție de fază. Ele sunt exact semnalele care ne trebuie pentru excitarea pe mod diferențial.

Pe mod comun, bazele erau egate împreună. Desfaceți firele lor de legătură și conectați-le **separat** la bornele P și Q ale secundarului transformatorului, ca în Fig. 13.41. Ați realizat, astfel, o excitare diferențială. Urmăriți cu osciloscopul forma de undă dintr-unul din colectoare și micșorați nivelul semnalului produs de generator pînă cînd această formă devine sinusoidală (amplitudinea din colector în jur de  $1V_{VV}$ ).

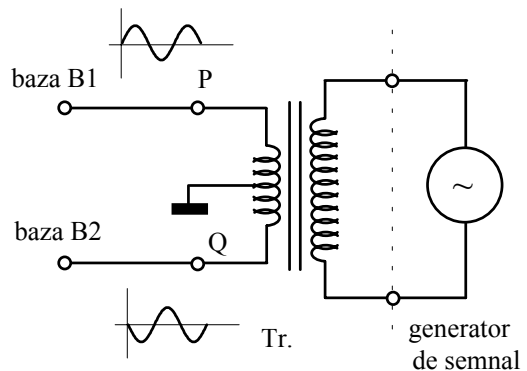


Fig.13.41. Excitarea pe mod diferențial.

Determinați acum experimental amplificarea pe mod diferențial. Conform definiției, va trebui să împărțiți între ele diferențele de potențial între colectoare și, respectiv, între baze. Dar aceste potențiale sunt în antifază și, deci, diferențele vor fi de două ori mai mari decît valorile pe care le veți măsura cu voltmetrul față de masă. Acest lucru se întîmplă atît cu potențialele colectoarelor (tensiunea de ieșire) cît și cu potențialele bazelor (tensiunea de intrare) și factorul 2 se simplifică atunci cînd calculați amplificarea. Este suficient, deci, să împărțiți, tensiunea de la un colector la tensiunea de la o bază (măsurate față de masă).

Măsurați, așa cum s-a arătat în paragraful anterior, amplificarea pe mod diferențial la semnal mic și comparați-o cu valoarea estimată la început din punctul static de funcționare. Cît de mare a fost eroarea de estimare ? Care credeți că sunt principalele cauze care au produs diferența între aceste două valori ?

Măriți acum nivelul semnalului de la generator astfel încît semnalul din colector să aibă o amplitudine de  $6V_{VV}$  și reluați determinarea experimentală a amplificării diferențiale. Comparați-o cu valoarea măsurată în condiții de semnal mic și formulați o concluzie. Țineți seama și de forma pe care o are acum semnalul din colector.

#### d) Raportul de rejecție pe mod comun

Ați determinat experimental amplificarea pe mod comun și, de asemenea, amplificarea pe mod diferențial **la semnale mici** (la semnal mare amplificatorul distorsionează semnalul și nu mai pute vorbi de o amplificare). Puteți calcula acum raportul de rejecție pe mod comun  $CMRR = A_{dif} / A_{com}$ . Exprimați-l și în decibeli, folosind relația  $CMRR_{dB} = 20 \cdot \log_{10}(A_{dif} / A_{com})$ .

### Experimentul 2. Mărirea rejecției pe mod comun prin utilizarea unei surse de curent

Un amplificator diferențial ideal ar trebui să aibă amplificarea pe mod comun nulă. O funcționare mai apropiată de acest caz ideal o putem obține dacă înlocuim rezistorul  $R_{EE}$  cu o sursă de curent. Pentru aceasta nu aveți decât să desfaceți firul dintre bornele M și N și să-l legați între bornele M și O. Sursa de curent este realizată cu un tranzistor bipolar și, evident, nu este ideală, având o impedanță  $r_{ee}$  foarte mare dar nu infinită. Pentru ca etajul diferențial să aibă același punct de funcționare ca în experimentul precedent, va trebui să ajustați valoarea curentului furnizat de sursă. Decuplați generatorul de semnal și conectați un voltmetru de curent continuu între masă și unul dintre colectoare. Rotiți apoi potențiometrul Pot. care controlează sursa de curent pînă cînd potențialul colectorului atinge exact valoarea pe care ați măsurat-o la punctul a) al experimentului precedent. Ați adus, astfel, etajul în același punct de funcționare.

#### a) Amplificarea pe mod diferențial la semnal mic

Reluați măsurătoarea acestei mărimi și comparați valoarea cu cea obținută în cazul utilizării rezistorului  $R_{EE}$  în locul sursei de curent. Formulați o concluzie.

#### b) Amplificarea pe mod comun

Măsurați acum și amplificarea pe mod comun. Semnalul de ieșire este de data aceasta atît de mic încît îl puteți confunda cu perturbația de 50 Hz (și voltmetrul nu poate face această deosebire). Din acest motiv, efectuați măsurătorile cu osciloscopul. Cum semnalul util are frecvența de 1000 Hz iar perturbația are frecvența de 50 Hz, puteți identifica ușor pe ecran semnalul util.

Efectuați o comparație între valoarea măsurată acum cu sursă de curent și valoarea măsurată anterior cu rezistorul  $R_{EE}$  în locul sursei de curent. De cîte ori a fost redusă amplificarea pe mod comun ? Estimați valoarea impedanței  $r_{ee}$  a sursei de curent.

#### c) Raportul de rejecție pe mod comun

Calculați raportul de rejecție pe mod comun și exprimați-l în decibeli. De cîte ori a crescut acest raport prin folosirea unei surse de curent ? Exprimați această creștere și în decibeli.

### Experimentul 3. Neidealități ale etajului diferențial

#### a) Tensiunea de decalaj (offset)

Aveți realizat pe planșetă un etaj diferențial construit cu două tranzistoare dintr-o arie integrată (Fig. 13.42 ) și cu rezistoare împerecheate cu precizia de 1 %. Legați bazele la masă și alimentați planșeta. Măsurați punctul static de funcționare și, folosind în plus valorile rezistențelor, calculați amplificarea diferențială.

Dacă etajul ar fi perfect simetric, potențialele de repaus ale celor două colectoare ar fi identice. Conectați între colectoare un **voltmetru electronic** (comutat pe funcția "voltage DC") și interpretați rezultatul acestei măsurători. Puteți considera tensiunea de ieșire măsurată ca un semnal mic ? (calculați  $\Delta I_C / I_{CQ}$ ). Dacă această tensiune de ieșire o puteți considera "semnal mic", atunci amplificatorul este în

regiunea liniară și puteți calcula, folosind mărimea amplificării diferențiale, tensiunea diferențială care ar produce acest dezechilibru. Ceea ce ați obținut este tensiunea de decalaj (offset) la intrare.

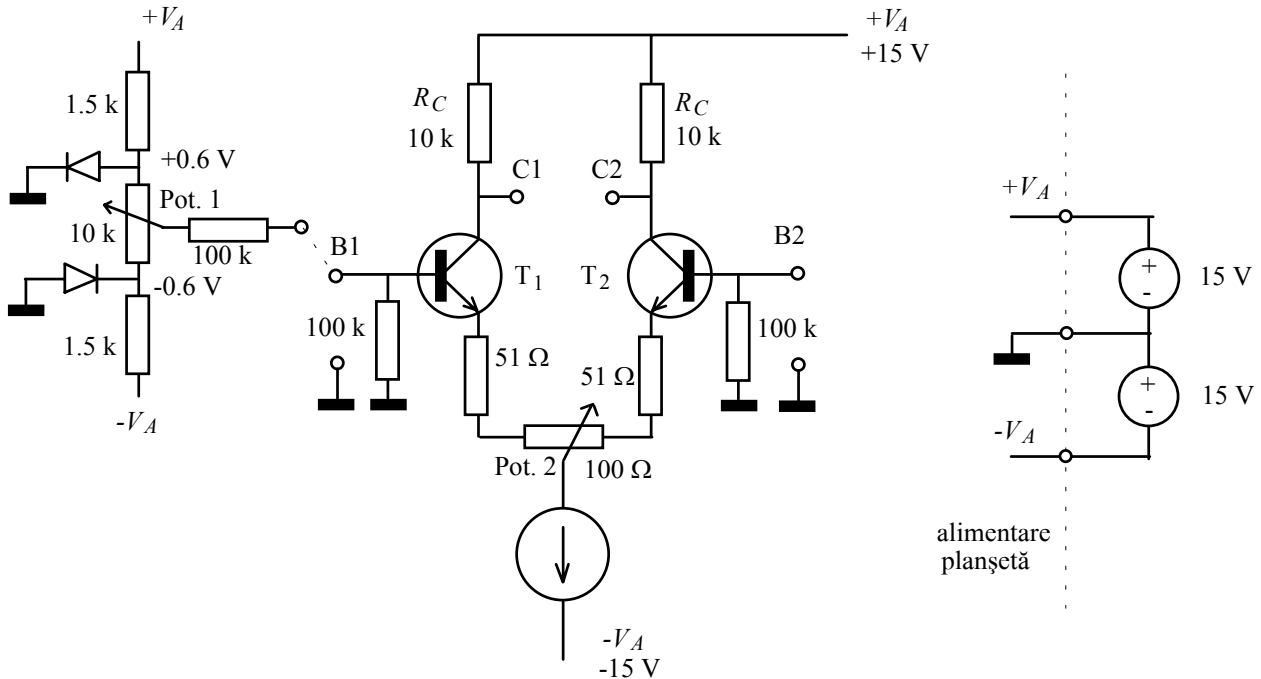


Fig.13.42.

Nu există o asemenea tensiune aplicată la intrare, dezechilibrul este un rezultat al neîmperecherii exacte a componentelor. Puteți, însă, aplica o tensiune de intrare astfel încât să reechilibrați etajul. Evident, ea va avea modulul egal cu cel calculat la paragraful precedent. Pentru aceasta, desfaceți baza B1 de la masă și legați-o la un potențial ajustabil, ca în Fig. 13.42. Prin rotirea potențiometrului Pot. 1, potențialul bazei poate fi reglat gradual, de la valori negative la valori pozitive. Rotiți potențiometrul pînă cînd tensiunea între colectoare devine zero (etajul a fost echilibrat). Fără să mai modificați poziția acestuia, desfaceți voltmetrul dintre colectoare și măsurați potențialul bazei față de masă.

**b) Ajustarea etajului pentru îmbunătățirea rejecției pe mod comun**

Expresia amplificării pe mod comun  $|A_{com}| = R_C / (2r_{ee} + 2R_E)$  a fost dedusă în ipoteza unei simetrii perfecte a etajului diferențial. În realitate, datorită neîmperecherii exacte a componentelor, această amplificare este mai mare. Putem să ne apropiem mai mult de cazul ideal dacă ajustăm poziția potențiometrului Pot. 2 conectat în emitoarele tranzistoarelor. Legați împreună bazele tranzistoarelor și excitați etajul pe mod comun cu un generator de semnal sinusoidal cu o frecvență în jur de 1kHz și o amplitudine cît mai mare (dar sub  $10 V_{VV}$ ). Legați sonda osciloscopului într-unul din colectoare și măsurați amplificarea pe mod comun. Reglați acum poziția potențiometrului Pot. 2 astfel încît amplitudinea semnalului din colector să devină minimă. Calculați din nou amplificarea pe mod comun.

Lăsați potențiometrul Pot. 2 în acesată poziție; la experimentul următor vom avea nevoie de o rejecție pe mod comun cît mai bună.

### Experimentul 4. Excitația mixtă; rejectia perturbațiilor de pe modul comun

Pe aceeași planșetă aveți o fotodiodă care monitorizează lumina emisă de o diodă luminescentă (LED); împreună, LED-ul și fotodioda formează un optocuplor. Curentul generat de fotodiodă se închide printr-o rezistență de  $10\text{ k}\Omega$ , furnizând astfel tensiunea de ieșire a "senzorului". Dioda luminescentă este astfel aprinsă de circuitul ei de comandă încât semnalul obținut să aibă frecvența de aproximativ  $1\text{ kHz}$  și o formă triunghiulară.

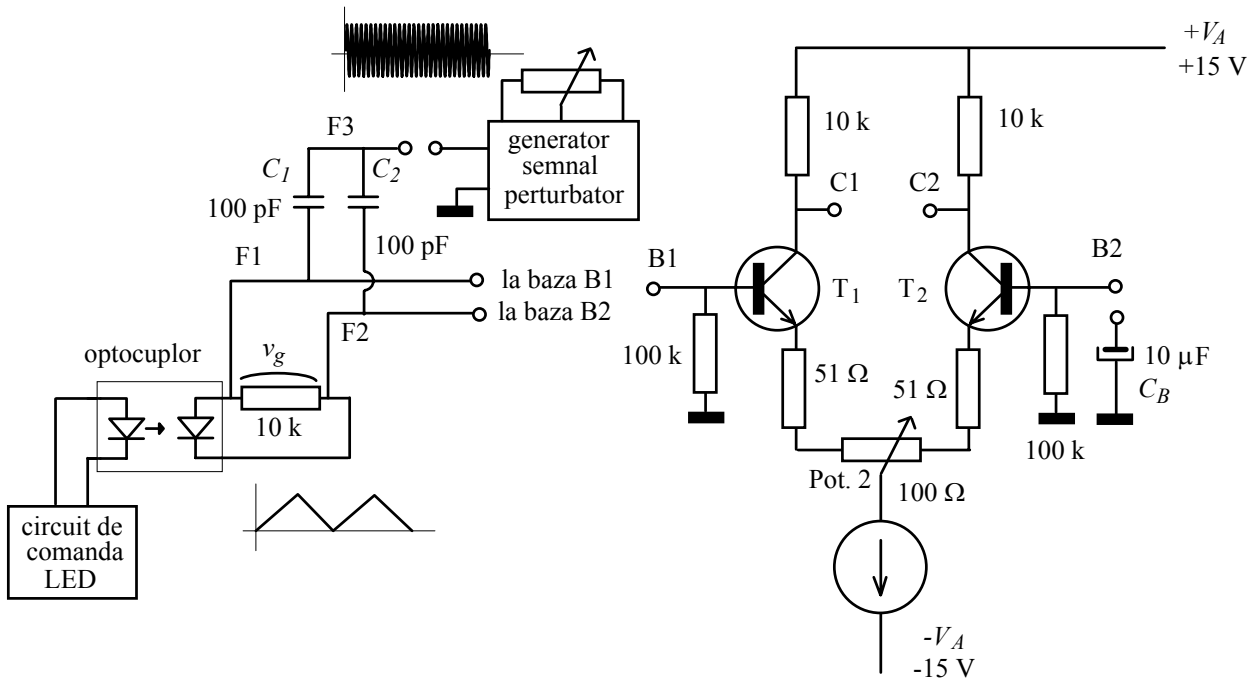


Fig. 13.43.

#### a) Aplicarea față de masă a semnalului senzorului

Ieșirea senzorului este conectată la firele F1 și F2. Asigurați-vă că punctul comun al condensatoarelor  $C_1$  și  $C_2$  nu este legat la generatorul de semnal perturbator. Legați capetele acestor fire în bazele tranzistoarelor etajului diferențial. Scurtcircuitați apoi baza B2 la masă **în alternativ**, prin intermediul condensatorului  $C_B$ . Astfel, semnalul de intrare  $v_g$  apare pe baza tranzistorului 1, față de masă (Fig. 13.44) Pe mod comun, tensiunea de intrare este  $(v_g + 0)/2 = v_g/2$  și ea va fi amplificată cu  $A_{com}$ , care are valoare extrem de mică. Tensiunea care apare pe mod diferențial este  $v_g - 0 = v_g$  și aceasta va fi amplificată cu  $A_{dif}$  al cărei modul este de ordinul sutelor (ambele amplificări au fost estimate în experimentul precedent). Verificați cu osciloscopul că nivelul semnalului în baza B2 este nul, măsurați apoi  $v_g$  și tensiunea de ieșire din colectoare; determinați experimental amplificarea pe mod diferențial.

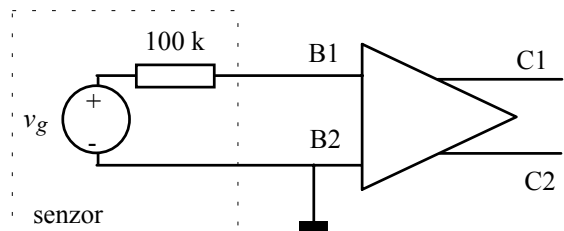


Fig. 13.44.

În situațiile reale, între firele cu care este conectat senzorul și alte conductoare din apropiere există capacități parazite prin care sunt induși curenți perturbatori. Pentru a face un experiment controlabil, vom produce noi o perturbație cu un generator de "perturbații" cu frecvența de aproximativ  $10\text{ kHz}$  și nivel



reglabil cu potențiometrul Pot. 3. Firul F3 care va fi conductorul perturbator este legat prin condensatoarele  $C_1$  și  $C_2$  la conductoarele de semnal F1 și F2. Conectați acest generator la firul F3 și creșteți nivelul perturbației, observînd pe osciloscop efectul acesteia asupra semnalului din colector. Încercați să reglați nivelul perturbației astfel încît la ieșire aceasta să fie la fel de mare ca semnalul util (raport semnal zgomot unitar). Observați apoi semnalul din baza B1. Formulați o concluzie.

Lăsați nivelul perturbației la aceeași valoare; ne va fi util în cele ce urmează.

**b) Aplicarea diferențială a semnalului sensorului**

Desfaceți acum baza B2 de la condensatorul care o scurtcircuita la masă în alternativ. Acum sensorul este cuplat diferențial (Fig. 13.45). Vizualizați semnalul de ieșire și încercați să descoperiți de ce a dispărut perturbația. Măriți treptat nivelul perturbației, cu potențiometrul Pot. 3 pînă cînd perturbația devine din nou vizibilă la ieșire. Cunoașteți nivelul semnalului util  $v_g$  din secțiunea precedentă. Încercați să vizualizați semnalul din baze. Cine domină aici, semnalul util sau perturbația ?

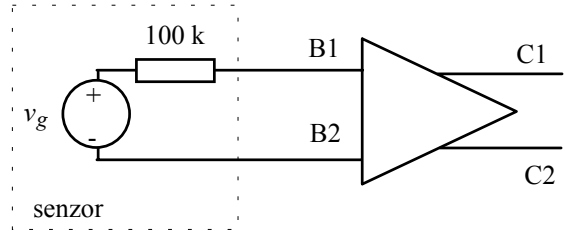


Fig. 13.45.

Estimați de cîte ori este mai mare aici perturbația decît semnalul util. Vizualizați din nou semnalul de ieșire și formulați o concluzie.

Care este explicația rejecției puternice a semnalului perturbator ? Amintiți-vă semnalele din baze în cele două moduri de cuplare a sensorului.

**Experimentul 5. Efectul Miller**

Desfaceți bazele tranzistoarelor de la firele F1 și F2 și decuplați și generatorul de semnal perturbator, ducînd la valoarea minimă, pentru siguranță, nivelul generat de el.

Veți excita etajul cu un semnal dreptunghiular, aplicat față de masă. Conectați, deci, baza B2 la masă în curent alternativ, prin condensatorul  $C_B$ . Semnalul, obținut de la un generator extern, îl veți aplica la baza B1 prin intermediul unui circuit RC, ca în Fig. 13.46. Condensatorul  $C_g$  are valoare mare și nu va afecta funcționarea în curent alternativ, avînd doar rolul să separe în curent continuu generatorul, pentru a nu perturba punctul static de funcționare al etajului diferențial. Spre deosebire de acesta, rezistorul  $R_g$  mărește **impedanța generatorului de semnal** (generatoarele profesionale au impedanța de ieșire mică, sub 1 kΩ).

Capacitatea bazei față de masă este efectul a două capacități legate în paralel: capacitatea bază-emitor și capacitatea bază-colector. Pentru a face lucrurile mai comod măsurabile, capacitățile bază-colector ale tranzistoarelor au fost mărite artificial, cu ajutorul unor condensatoare; astfel, puteți neglija capacitatea bază-emitor. În consecință, capacitatea bazei B1 față de masă este practic numai efectul capacității  $C_{bc}$  pe care noi am făcut-o să fie 33 pF. Calculați constanta de timp  $\tau$  a filtrului trece-jos format de rezistența  $R_g$  și capacitatea  $C_{b1}$  a bazei față de masă, **dacă aceasta ar fi chiar  $C_{bc}$** . Estimați, apoi, frecvența de tăiere  $f_c = 1/(2\pi\tau)$ .

Stabiliți nivelul generatorului de semnal pe la 5 mV iar frecvența în jur de 1 kHz. Verificați cu osciloscopul că în punctul M forma semnalului este dreptunghiulară (fronturile sunt practic verticale). Vizualizați apoi forma semnalului în colectorul C2. Cum arată aici fronturile ? Pentru a determina mai comod forma lor, măriți, dacă este necesar, frecvența semnalului.

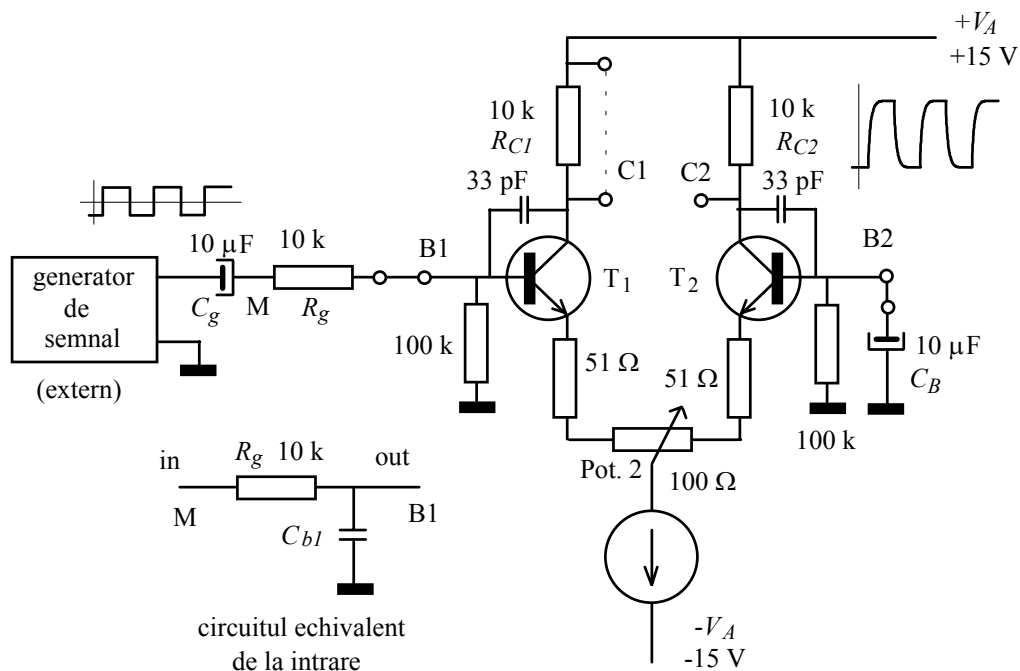


Fig.13.46.

Această deformare a fronturilor este tipică unui filtru trece jos; puteți măsura aproximativ constanta de timp  $\tau$  a filtrului din forma relaxării exponențiale. Pentru aceasta, trebuie să vă amintiți că o exponențială coboară la  $1/10$  din valoarea inițială în aproximativ  $2.5 \cdot \tau$ . Din constanta de timp puteți calcula frecvența de tăiere  $f_c = 1/(2\pi\tau)$ . Această constantă de timp este determinată de produsul dintre impedanța (rezistivă)  $R_g$  a generatorului de semnal și capacitatea echivalentă față de masă a bazei B1,  $C_{b1}$ . Estimați această capacitate.

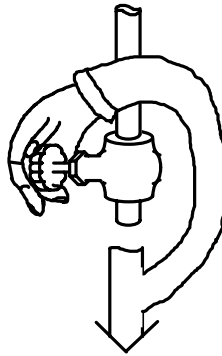
Comparați această valoare **măsurată** cu cea estimată anterior în ipoteza că generatorul de semnal vede chiar capacitatea  $C_{bc}$ . Formulați o concluzie. Cît de mare apare această capacitate "văzută" de către generator (față de masă)? Puteți lega raportul lor de mărimea amplificării? Acesta este efectul Miller.

Scurtcircuitați acum cu un fir rezistența de colector  $R_{C1}$ , obligînd colectorul tranzistorului  $T_1$  să aibă potențialul constant  $+V_A$ . Ce s-a întîmplat cu semnalul din colectorul C2 în urma scurtcircuitării lui  $R_{C1}$ ? S-a modificat amplitudinea sa? Dar aspectul fronturilor? Determinați noua constantă de timp  $\tau$  și, din aceasta, noua capacitate a bazei B1 față de masă. Cît de mare apare acum văzută de către generator capacitatea  $C_{bc}$ ? De ce a dispărut efectul Miller?

## CAPITOLUL

# 14

## Reacția



**Introducere** 229

**14.1. Reacția pozitivă la curent continuu** 233

**14.2. Reacția pozitivă selectivă; oscilatoare sinusoidale** 250

**14.3. Reacția negativă** 270

### **14.1. Reacția pozitivă la curent continuu**

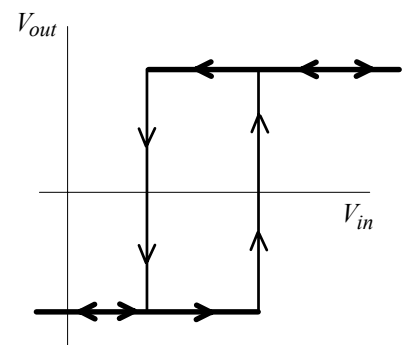
1.A. Definiții și proprietăți 233

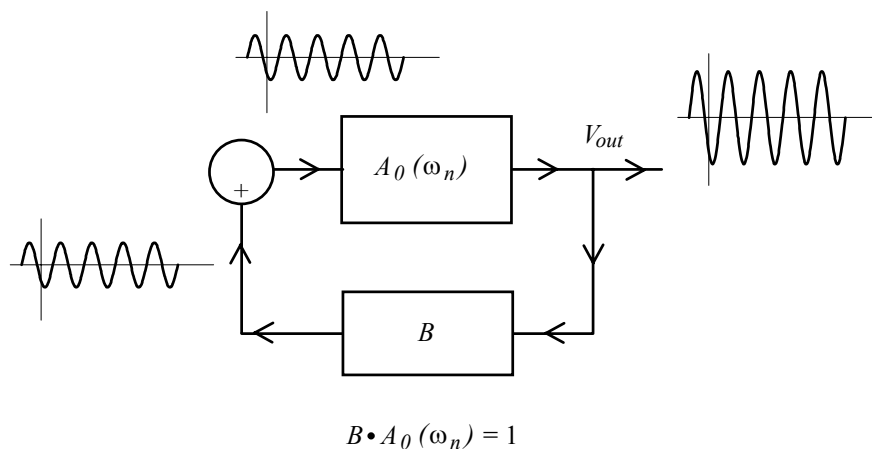
1.B. Comparatoare de tensiune; comparatoare cu histerezis 236

1.C. Oscilatorul de relaxare 239

Problemă rezolvată 243, probleme propuse 245

Lucrare experimentală 247





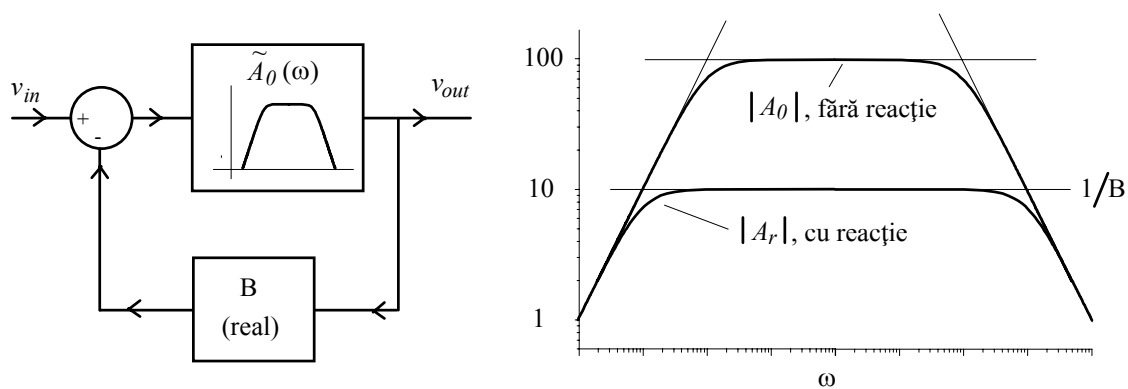
## 14.2. Reacția pozitivă selectivă; oscilatoare sinusoidale

2.A. Reacția pozitivă selectivă 250

2.B. Oscilatoare sinusoidale 254

Probleme rezolvate 262, probleme propuse 264

Lucrare experimentală 265



## 14.3. Reacția negativă

3.A. Proprietăți generale 270

3.B. Stabilitatea sistemelor cu reacție negativă 283

3.C. Sisteme de control automat 286

3.D. Aplicarea reacției negative unor circuite electronice 288

Problemă rezolvată 297, probleme propuse 301

Lucrare experimentală 303

### Introducere

De foarte multe ori considerăm un circuit electronic excitat de o sursă ideală de tensiune sau curent și ne interesează evoluția unei anumite tensiune sau unui anumit curent, pe care îl numim **semnal de ieșire**. **Semnalul de intrare** este, bineînțeles, tensiunea sau curentul produs de sursa de excitație, semnal care în acest caz **nu depinde de loc de starea circuitului** (sursa este ideală). Acest mod de a privi lucrurile poate fi extins și pentru sisteme ne-electrice, ca de exemplu sistemele mecanice, termice, etc., așa cum se vede în Fig. 14.1 a). Există un sistem fizic care primește informație din exterior numai prin intermediul semnalului de intrare iar exteriorul monitorizează starea sistemului prin intermediul semnalului de ieșire; cele două semnale pot fi mărimi fizice de tipuri complet diferite și din acest motiv am utilizat pentru ele litere diferite.

Desenul din Fig. 14.1 a) este reprezentarea simbolică a unei relații matematice între mărimea  $y_{out}$  considerată ca efect și mărimea  $x_{in}$  luată drept cauză. Întodeauna efectele sunt reprezentate prin săgeți care ies iar cauzele prin săgeți care intră în blocul respectiv. De multe ori împărțirea în cauze și efect este pur formală și efectuată pe criterii pragmatice; de exemplu, dacă sistemul fizic este un rezistor putem alege între cele două reprezentări din desenul b).

Cînd sistemul fizic este constituit din mai multe părți între care se cunosc relațiile funcționale, reprezentarea conține mai multe blocuri conectate între ele, mărimile de ieșire ale unor blocuri fiind mărimi de intrare pentru altele. O reprezentare de acest tip se numește **schemă funcțională**, **schemă operațională** sau, mai simplu, ca și în literatura de limbă engleză, **schemă bloc**.

Spuneam mai sus că semnalul de intrare nu depinde de starea sistemului, fiind complet determinat de lumea exterioară. Un asemenea sistem (Fig. 14.2 a) ați luat în considerare în liceu cînd vi s-a prezentat fenomenul inducției electromagnetice: semnalul de intrare era fluxul magnetic ce traversa suprafața ce se sprijinea pe circuit iar mărimea de ieșire era tensiunea electromotoare de-a lungul circuitului. Aceasta este o simplificare ce ne ajută să înțelegem mai ușor lucrurile; astfel ați aflat că tensiunea electromotoare este  $e(t) = -d\Phi/dt$ .

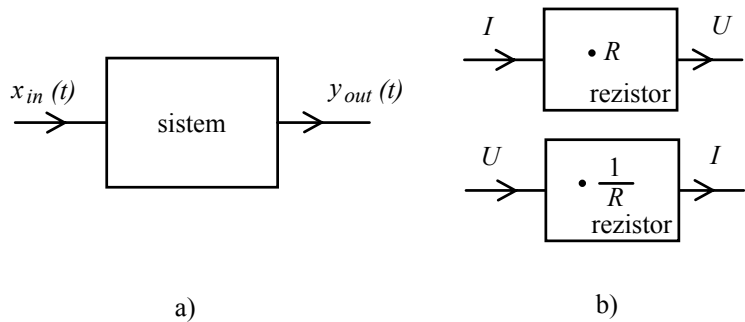


Fig. 14.1. Reprezentarea unui sistem printr-o schemă bloc (a) și variante de reprezentare pentru rezistor (b).

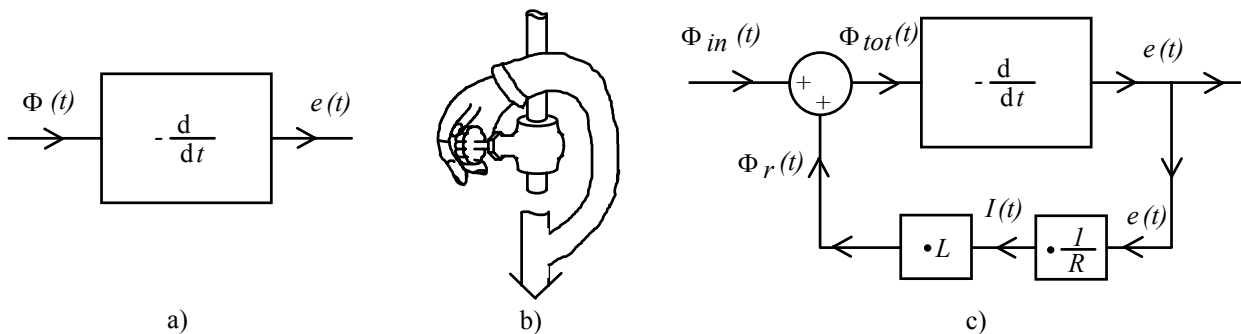


Fig. 14.2. Schema bloc în cazul unui circuit electric excitat de un flux magnetic extern (a), reprezentare a reacției în cazul în care debitul unui lichid modifică starea robinetului prin care trece (b) și schema bloc pentru inducția electromagnetivă ținînd seama de reacție (c).

În lumea reală însă, lucrurile sunt mai complicate, semnalul de intrare depinzând și de starea sistemului așa cum am încercat să sugerăm în desenul b) al figurii, unde debitul de lichid modifică gradul de deschidere al robinetului prin care trece. În exemplul cu fluxul magnetic ce trebuie derivat pentru a afla tensiunea indusă, la acest flux contribuie însuși curentul prin circuit, care depinde chiar de tensiunea indusă, lucru reprezentat prin schema bloc din Fig. 14.2 c). Modelarea acestei situații se face considerând semnalul de excitație ca o sumă dintre o componentă externă și una ce depinde de semnalul de ieșire.

Influența semnalului de ieșire asupra excitației pe care o suportă sistemul se numește **reacție (feed-back în engleză)**.

Ca mulți termeni științifici împrumutați din franceză (vezi "polarizarea" tranzistoarelor și "tensiunea" electromotoare) și termenul reacție poate conduce la confuzii deoarece în multe discipline științifice lui i se atribuie o cu totul altă semnificație (reacție chimică, reacție nucleară, reacție la stimuli).

*În legătură cu semnificația de "legătură inversă", în ciuda importanței sale extraordinare în știința și tehnica contemporane, Dicționarul explicativ al limbii române (DEX) oferă doar "derivarea unei puteri din circuitul de ieșire al unui amplificator de radio cu tuburi electronice și introducerea ei în circuitul de intrare". Asta ne arată cam de când au încetat lingviștii noștri să mai studieze limba română vie; dacă aveți nelămuriri în privința unui termen, căutați în dicționarele serioase (Webster, Larousse, Le Robert, etc.). Pentru feed-back, dicționarul Webster dă ca primă accepțiune "întoarcerea unei părți a mărimii de ieșire a unui circuit, sistem sau dispozitiv la intrarea sa, intenționat sau nu, așa cum se întâmplă cu acțiunea sunetului unui difuzor asupra microfonului într-o instalație de sonorizare".*

Reacția este întâlnită oriunde în lumea reală, în sisteme mecanice, electromagnetice, biologice, sociale, economice. Primele utilizări în tehnică sunt legate de întreținerea mișcării oscilatorii în cazul orologiilor (reacție pozitivă) și stabilizarea presiunii aburului la mașina Watt (reacție negativă).

În circuitele electrice și electronice reacția poate fi ușor abordată **cantitativ** deoarece de cele mai multe ori **circuitele sunt liniare** iar pentru circuitele liniare legătura funcțională între intrare și ieșire se exprimă matematic extrem de simplu. Ne vom referi în continuare numai la circuite liniare.

Pentru acest tip de circuite, în **regim sinusoidal permanentizat** relația intrare-ieșire se exprimă, ca în Fig. 14.3, prin intermediul amplificărilor, transimpedanțelor și transadmitanțelor complexe care se obțin împărțind mărimea de ieșire la mărimea de intrare. Ele sunt funcții complexe de **variabila reală**  $\omega$  (frecvența circulară a regimului sinusoidal) și sunt numite generic **funcții de transfer Fourier**, cu notația  $H(\omega)$ . Blocul care modelează un asemenea circuit este unul de **multiplicare** cu funcția de transfer.

Comportarea sistemelor liniare poate fi înțeleasă mult mai comod dacă se utilizează niște funcții de transfer care le generalizează pe cele Fourier, numite **funcții de transfer Laplace**. Ele sunt funcții complexe de **variabila complexă**  $s$ . Calculul lor este extrem de simplu, trebuind să lucrăm cu **impedanțele Laplace**  $Z_R(s) = R$ ;  $Z_L(s) = sL$  și  $Z_C(s) = 1/(sC)$ . Funcțiile de transfer Laplace au fost introduse în Capitolul 9, când am studiat filtrele; e bine să revedeți acele pagini.

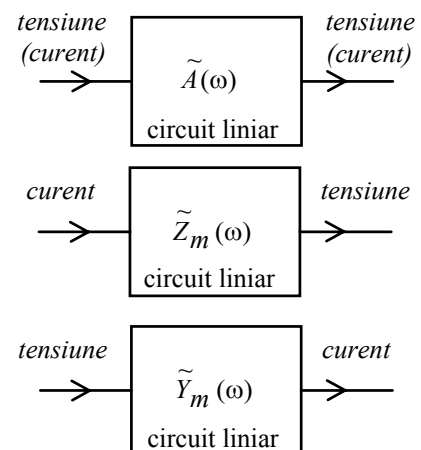


Fig. 14.3. Pentru circuitele liniare, blocurile reprezintă înmulțiri cu funcțiile de transfer.

Dacă există un regim sinusoidal permanent, funcțiile de transfer Fourier se obțin imediat din cele Laplace prin înlocuirea  $s \rightarrow j\omega$  și sunt notate cu aceeași literă, distincția între ele făcându-se prin intermediul variabilei,  $H(\omega) = H(s)|_{s=j\omega}$ .

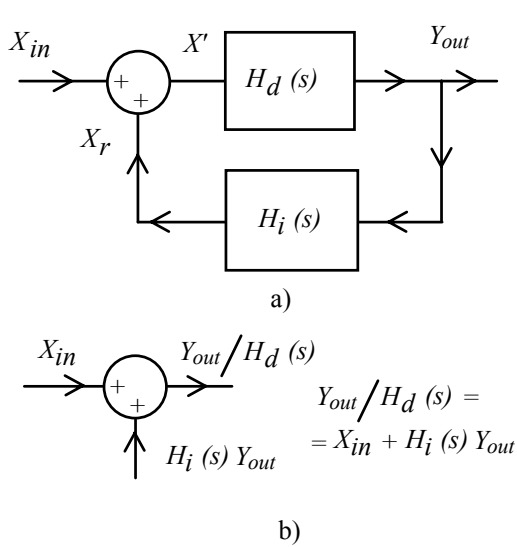


Fig. 14.4. Schema bloc a unui circuit liniar cu reacție.

Suntem acum pregătiți să reprezentăm un circuit liniar cu reacție (Fig. 14.4 a). Există un bloc care furnizează semnalul de ieșire; este blocul **principal**, de pe calea directă, și are funcția de transfer  $H_d(s)$ . Semnalul de ieșire  $Y_{out}$  este prelucrat de un alt bloc, numit circuit de reacție sau blocul de pe calea inversă, care are funcția de transfer  $H_i(s)$ , rezultatul fiind semnalul  $X_r$ , numit **semnal de reacție**. Acest semnal de reacție este adunat cu semnalul de intrare  $X_{in}$  primit din exterior, operația fiind efecuată de către un **sumator** (reprezentat cu un cerculeț pe care am pus două semne + pentru a arăta că fiecare termen este luat cu semnul plus). Rezultatul acestei adunări este, de fapt, excitația  $X'$  care se aplică blocului de pe calea directă. Semnalele  $X_{in}$  și  $Y_{out}$  pot fi de tipuri diferite dar **semnalele  $X_{in}$ ,  $X_r$  și  $X'$  sunt obligatoriu de același tip** deoarece sunt implicate într-o operație de adunare.

Dacă nu am fi avut reacție, semnalul  $X_r$  ar fi fost nul și funcția de transfer fără reacție ar fi fost chiar funcția de transfer de pe calea directă. Cu reacție însă, funcția de transfer obținută prin împărțirea semnalului de ieșire  $Y_{out}$  la cel de intrare  $X_{in}$  este cu totul alta. Ea este notată în literatură cu  $H_{CL}(s)$ , indicele CL provenind de la "closed loop" (bucă închisă în limba engleză). Deoarece blocurile sunt liniare, operațiile executate de ele sunt **înmulțiri**, care sunt ușor inversabile matematic. Astfel, putem să exprimăm mărimile prelucrate de sumator ca în desenul b) al figurii, de unde rezultă imediat funcția de transfer cu reacție

$$H_{CL}(s) = \frac{H_d(s)}{1 - H_d(s)H_i(s)} \tag{14.1}$$

Produsul dintre funcțiile de transfer pe calea directă și calea inversă este obligatoriu adimensional, adică o amplificare. Această funcție produs joacă un rol esențial în teoria reacției și din această cauză a primit un nume speciale: este funcția de transfer a buclei deschise, sau mai scurt amplificarea pe buclă. Pentru ea vom folosi notația  $H_{OL}(s)$ . Semnificația ei se poate urmări pe schema din figura 14.5, utilizată frecvent pentru a o determina experimental: se desface bucla de reacție și se consideră ca semnal de ieșire  $X_r$ . Amplificarea pe buclă  $H_{OL}(s)$  spune ce i se întâmplă unui semnal care face o excursie completă pe buclă, trecînd prin blocul de pe calea directă și apoi prin cel de pe calea inversă.

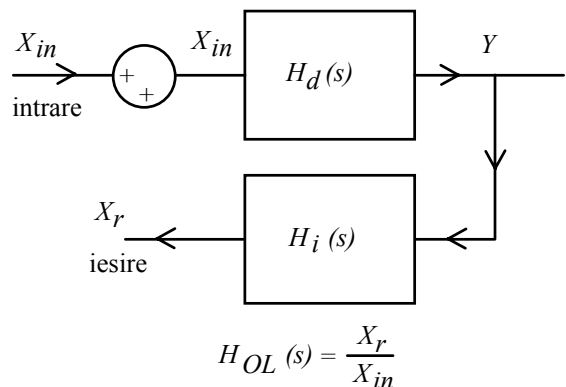


Fig. 14.5. Definiția amplificării pe buclă  $H_{OL}(s)$ .

Cu notația

$$H_{OL}(s) = H_d(s) \cdot H_i(s) \quad (14.2)$$

funcția de transfer cu reacție se scrie

$$H_{CL}(s) = \frac{H_d(s)}{1 - H_{OL}(s)} \quad (14.3)$$

Dacă analizăm comportarea sistemului la frecvențe joase, unde blocurile pot fi considerate fără memorie, funcțiile de transfer  $H_d(\omega)$  și  $H_i(\omega)$  sunt **constante reale**. Astfel, produsul lor, adică funcția de transfer a buclei este un număr real, **pozitiv sau negativ**. În această situație, distincția între **reacția pozitivă** și **reacția negativă** este simplă. Pentru  $1 \geq H_{OL} > 0$  reacția este pozitivă și conform relației anterioare **mărește amplificarea** pe când dacă  $H_{OL} < 0$  amplificarea este micșorată.

După cum vedeți,

caracterul pozitiv sau negativ al reacției nu depinde separat de fiecare din blocuri ci numai de semnul amplificării pe întreaga buclă.

De exemplu, putem avea reacție pozitivă dacă ambele blocuri (de pe calea directă și de pe calea inversă) sunt inversoare.

Cînd luăm în considerație comportarea în frecvență a celor două blocuri, lucrurile nu mai sunt așa simple <sup>1</sup>. Deoarece faza lui  $H_{OL}(\omega)$  se modifică cu frecvența, putem vorbi despre caracterul pozitiv sau negativ al reacției numai dacă ne-am ales frecvența la care ne referim și acolo faza este 0 sau 180°. Aceeași reacție poate fi negativă la joasă frecvență și pozitivă la o anumită frecvență de valoare mare. Și nu este vorba doar de o posibilitate care se materializează rar, este sabia lui Damocles sub care lucrează proiectanții sistemelor de control automat.

Pentru ca la o anumită frecvență reacția să fie pozitivă sau negativă, **faza lui  $H_{OL}(\omega)$  trebuie să fie 0 sau, respectiv, 180°** adică **funcția de transfer  $H_{OL}(\omega)$  trebuie să fie reală**.

De exemplu, dacă  $H_{OL}(\omega)$  este pur imaginară, între fazorii  $X_{in}$  și  $X_r$  există un unghi de 90° și reacția nu e nici pozitivă nici negativă. Vom adopta în cele ce urmează acest punct de vedere.

*Unii autori consideră reacția negativă la orice frecvență la care ea micșorează amplificarea, adică  $|H_{CL}(\omega)| < |H_d(\omega)| \Leftrightarrow |1 - H_{OL}(\omega)| > 1$  iar alții "dizolvă" pur și simplu distincția pozitiv-negativ.*

Nu vom încerca în cele ce urmează să abordăm problema reacției în toată generalitatea ei ci ne vom opri la trei situații care acoperă imensa majoritate a aplicațiilor. Primul caz îl reprezintă sistemele care au **reacție pozitivă la curent continuu**. Pentru ele  $H_{OL}(\omega)$  este diferită de zero și pozitivă la frecvența nulă, avînd apoi o comportare generală de tip trece-jos. Al doilea caz pe care îl vom studia este acela al sistemelor la care  $H_{OL}(\omega)$  are o comportare de tip trece-bandă, undeva în banda de trecere  $H_{OL}(\omega)$  fiind reală și pozitivă (pentru un filtru rezonant de ordinul 2, aceasta se întîmplă chiar la frecvența naturală); le vom numi sisteme cu reacție pozitivă selectivă. Și în sfîrșit, al treilea caz studiat va fi al sistemelor cu reacție negativă în banda de trecere. Dintre toate, cele mai multe aplicații le au sistemele cu reacție negativă.

<sup>1</sup> John Truxal, "Introductory system engineering", McGraw-Hill Inc., New York, 1972, pag. 421.



## 14.1. Reacția pozitivă la curent continuu

### 1.A. Definiții și proprietăți

Ne vom ocupa în acest subcapitol de un caz particular, prezentat în Fig. 14.6. Blocul de pe calea directă este un amplificator care are o comportare de filtru trece jos de ordinul unu, banda sa de trecere fiind întinsă de la frecvența nulă (curent continuu) pînă frecvența de tăiere  $\omega_p$ . Vom nota funcția sa de transfer, care este o amplificare, cu  $A_0(s)$ , ea fiind amplificarea fără reacție. Blocul de pe calea directă este unul complet neselectiv, care nu defazează și nu distorsionează semnalul, amplificîndu-l numai de  $B$  ori,  $B$  fiind un număr real pozitiv sau negativ, numit și **factor de reacție**.

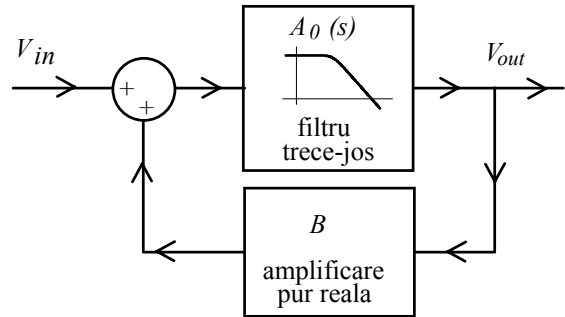


Fig. 14.6. Circuit cu reacție pozitivă la curent continuu.

Încercăm să analizăm mai întâi comportarea la **regim sinusoidal permanent**. Filtrul trece jos de ordinul unu produce un defazaj nul (sau egal cu  $180^\circ$ ) numai la frecvența zero, oriunde în altă parte amplificarea sa fiind complexă. Deoarece amplificarea pe calea inversă este reală, ajungem la concluzia că funcția  $H_{OL}(\omega) = \tilde{A}_0(\omega)B$  este reală numai la frecvența nulă, avînd acolo valoarea  $H_{OL DC} = H_{OL}(0)$ . Avem, astfel, numai două posibilități:

- fie  $H_{OL DC}$  este pozitivă, variația semnalului de reacție are același sens cu a celui de intrare și **reacția este pozitivă**;
- fie  $H_{OL DC}$  este negativă, variația semnalului de reacție are sens opus variației celui de intrare și **reacția este negativă**.

Vom aborda aici numai reacția pozitivă, lăsînd cazul celei negative pentru secțiunea 14.3. Știm să trecem de la funcții de transfer Laplace la cele Fourier înlocuind pur și simplu variabila; obținem pentru amplificarea cu reacție (funcția de transfer cu bucla închisă) expresia

$$\tilde{A}_r(\omega) = \frac{\tilde{A}_0(\omega)}{1 - H_{OL}(\omega)} = \frac{\tilde{A}_0(\omega)}{1 - B \cdot \tilde{A}_0(\omega)}; \quad (14.4)$$

la frecvența nulă (curent continuu) avem

$$A_{r DC} = \frac{A_{0 DC}}{1 - H_{OL DC}} = \frac{A_{0 DC}}{1 - B \cdot A_{0 DC}}. \quad (14.4')$$

Să pornim de la cazul în care reacția lipsește  $B = 0$ ; fără reacție, amplificarea circuitului este cea de pe calea directă, adică  $A_{0 DC}$ . Odată cu aplicarea reacției, mărimea  $H_{OL DC}$  fiind **pozitivă**, numitorul se micșorează și valoarea absolută a amplificării  $|A_{r DC}|$  crește. Apare natural să caracterizăm gradul de reacție prin mărimea  $H_{OL DC}$  a amplificării pe buclă. Așa cum se poate vedea pe ramura A a graficului din Fig. 14.7,

creșterea gradului de reacție pozitivă produce creșterea modului amplificării circuitului cu reacție.

Există însă o valoare critică,  $H_{OL DC} = 1$ , la care numitorul se anulează și amplificarea devine infinită. După relația (14.4), la creșterea lui  $H_{OL DC}$  peste această valoare se schimbă semnul amplificării  $A_r DC$  iar modulul ei începe să scadă.

Ne aducem aminte însă că amplificarea Fourier are sens numai dacă se poate stabili un regim sinusoidal permanent, adică dacă regimul liber se stinge în timp. Faptul că amplificarea ajunge infinită face să sune clopoțelul de alarmă. Din păcate, cu funcțiile de transfer Fourier nu putem să verificăm dacă regimul liber se stinge, trebuie să apelăm la funcțiile de transfer Laplace și să scriem explicit funcția de transfer a filtrului trece jos

$$A_0(s) = A_0 DC \frac{\omega_p}{s + \omega_p};$$

putem să verificăm imediat că factorul real  $A_0 DC$  este amplificarea la frecvența zero, punînd  $s = j\omega = j \cdot 0 = 0$ . Obținem astfel, funcția de transfer cu reacție

$$A_r(s) = \frac{A_0(s)}{1 - \beta \cdot A_0(s)} = \frac{\omega_p \cdot A_0 DC}{s + \omega_p(1 - H_{OL DC})} \quad (14.6)$$

și putem urmări ce se întîmplă cu polul ei (rădăcina numitorului) cînd crește gradul de reacție (Fig. 14.8). Pe același desen am reprezentat, pe stegulețe, răspunsul circuitului cu reacție atunci cînd, aflat cu ieșirea la potențial zero, i se aplică un semnal treaptă la intrare.

Fără reacție, polul este real și negativ, situat în planul complex la  $-\omega_p$ ; la aplicarea reacției el rămîne real dar se deplasează la  $-\omega'_p = -\omega_p(1 - H_{OL DC})$ . Pînă cînd amplificarea pe buclă la curent continuu  $H_{OL DC} = B \cdot A_0 DC$  nu ajunge la valoarea critică unitară, polul rămîne negativ dar se apropie de originea planului complex. Cum **constanta de**

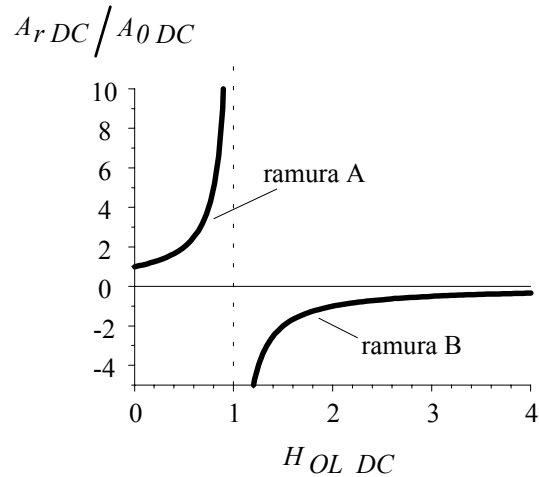


Fig. 14.7. Evoluția amplificării cu reacție la curent continuu cînd se modifică gradul de reacție (amplificarea pe buclă). (14.5)

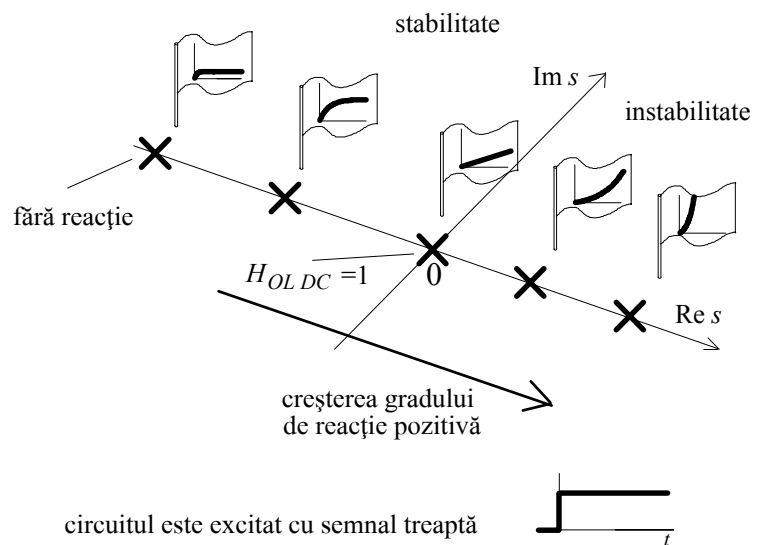


Fig. 14.8. Deplasarea polului amplificării cu reacție la creșterea gradului de reacție (a amplificării pe buclă).

**timp a răspunsului liber este inversa lui  $\omega'_p$** , creșterea gradului de reacție pozitivă face ca circuitul să devină mai lent.

La valoarea critică  $H_{OL DC} = B \cdot A_{0 DC} = 1$ , polul ajunge în origine și circuitul devine un **integrator**

**ideal**: cu un semnal de intrare constant și diferit de zero, semnalul de ieșire crește nemărginit, liniar cu timpul. Când  $H_{OL DC}$  depășește valoarea critică unitară, polul devine pozitiv și exponențiala din răspunsul liber este una crescătoare: semnalul de ieșire crește exploziv. Cu cât se mărește gradul de reacție, cu atât creșterea se face mai rapid.

Putem formula acum niște concluzii.

Condiția de stabilitate a circuitului cu reacție pozitivă la curent continuu este ca amplificarea pe buclă la frecvență nulă să fie subunitară,  $H_{OL DC} = B \cdot A_{0 DC} < 1$ . În această regiune, mărirea gradului de reacție produce creșterea modulului amplificării și un răspuns liber care se stinge mai lent.

La  $H_{OL DC} > 1$  circuitul devine instabil, nu se mai poate ajunge la un răspuns permanent și noțiunea de amplificare își pierde sensul. Funcțiile de transfer Fourier nu mai există: punând  $s = j\omega$  ajungem la expresii fără semnificație. Din acest motiv, ramura B a figurii 14.7 este o eroare deoarece expresia (14.4) nu mai înseamnă nimic.

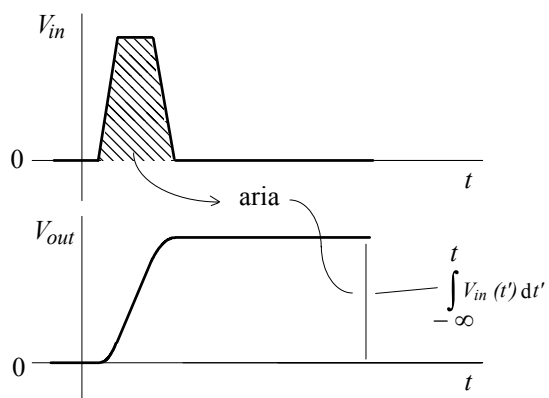
În regiunea de instabilitate  $H_{OL DC} > 1$  nu mai există un regim permanent; creșterea gradului de reacție pozitivă determină semnalul de ieșire să evolueze mai rapid creșcând nedefinit.

Valoarea critică  $H_{OL DC} = B \cdot A_{0 DC} = 1$  reprezintă **limita stabilității**. Pentru unele semnale de intrare (cum este semnalul treaptă) semnalul de ieșire crește nemărginit dar pentru altele el rămâne mărginit. De exemplu, dacă la intrare semnalul a evoluat cu arie nenulă și apoi rămâne identic nul (Fig.14.9), ieșirea rămâne la o valoare constantă egală cu această arie, deși semnalul de intrare a dispărut.

La limita stabilității,  $H_{OL DC} = B \cdot A_{0 DC} = 1$ , putem avea un semnal de ieșire nenul constant în condițiile în care semnalul de intrare este nul.

Acest lucru îl putem explica prin valoarea infinită a amplificării cu reacție la curent continuu  $A_{r DC} = V_{out DC} / V_{in DC} = \infty$ : numărătorul poate fi diferit de zero când numitorul este nul.

Dacă un asemenea tip de reacție (pozitivă la frecvență nulă) apare într-un sistem fizic oarecare și este depășită condiția de stabilitate, starea sistemului evoluează într-o anumit sens pînă cînd ajunge la o limitare care îi invalidează ecuațiile liniare după care funcționa: poziția acului inscriptor al unui ploter ajunge la marginea cursei și se blochează, numărul de animale dintr-o populație ajunge la zero, etc. Noi am întîlnit un astfel de caz la ambalarea termică a tranzistoarelor; dacă sunt prea sensibile la variația temperaturii, în anumite condiții, temperatura crește rapid și procesul se termină cu distrugerea tranzistorului.



la limita stabilității,  $B A_{0 DC} = 1$

Fig. 14.9. La limita stabilității este posibilă existența unui semnal constant nenul la ieșire în absența semnalului de la intrare.

Dar cu siguranță cea mai dramatică consecință a depășirii condiției de stabilitate se observă în cazul **fisiunii nucleare**. Aici, o parte din neutronii produși în procesele de dezintegrare provoacă fisionarea altor nuclee; aceasta este o reacție pozitivă (reacție în sensul de legătură inversă, feed-back). Gradul de reacție este determinat de fracția de neutroni care au șansa să provoace o altă fisiune și acest grad crește cu mărirea masei materialului fisionabil. Dacă amplificarea pe buclă este subunitară, numărul de fisiuni pe secundă scade exponențial; pentru a avea un proces staționar amplificarea pe buclă trebuie menținută unitară și acest lucru este realizat automat în reactoarele nucleare. Depășirea condiției de stabilitate (a masei critice) duce la creșterea exponențială a vitezei de fisiune, adică la explozia nucleară.

### 1.B. Comparatoare de tensiune; comparatoare cu histerezis

Electronica utilizează, totuși, într-o anumită aplicație, reacția pozitivă la curent continuu; este cazul comparatoarelor cu histerezis. Comparatorul de tensiune este un circuit a cărui ieșire ar trebui să aibă numai două valori, după cum tensiunea de intrare este mai mică sau, respectiv, mai mare decât o anumită **tensiune de prag**. În realitate, comparatorul este un amplificator cu amplificarea de tensiune mare. Astfel, caracteristica de transfer statică arată ca cea din Fig. 14.10 a): starea ieșirii se modifică puternic la variații mici ale tensiunii de intrare, ajungând în limitare la valorile extreme, egale cu tensiunile de alimentare. Regiunea sa de funcționare liniară este marcată cu un dreptunghi cu linie punctată.

Aplicarea unei reacții pozitive mărește amplificarea, tranziția între cele două stări făcându-se la o variație mai mică a tensiunii de intrare, ca în desenul b) al figurii. Dacă însă amplificarea pe buclă  $A_{OL DC}$  depășește valoarea critică egală cu unitatea, circuitul nu mai are stări stabile în regiunea liniară, ieșirea sa nu mai poate fi găsită în regim permanent decât la  $-V_{alim}$  sau  $+V_{alim}$  (desenul c). Tranzițiile între aceste stări nu se mai fac prin stări de echilibru și, de aceea, au fost desenate cu linie subțire. În plus, viteza de trecere prin regiunea de funcționare liniară, atunci când se efectuează o tranziție, este mărită datorită reacției pozitive.

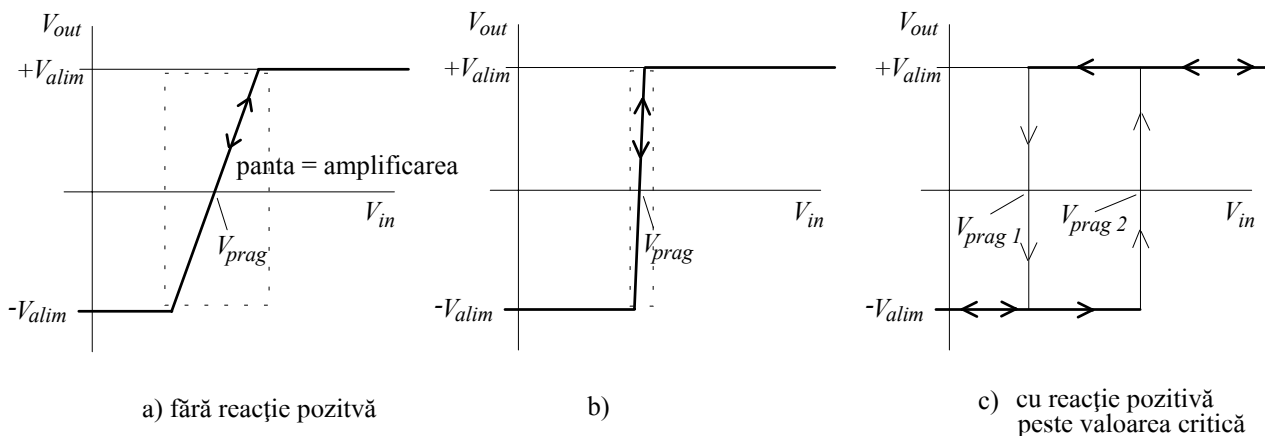


Fig.14.10. Diagrama statică de transfer pentru un comparator de tensiune fără reacție pozitivă (a), cu reacție pozitivă sub valoarea critică (b) și peste valoarea critică (c).

În regiunea de instabilitate, când  $A_{OL DC} > 1$ , noțiunea de amplificare își pierde complet sensul și apar lucruri stranii. Dacă în regiunea de stabilitate tranzițiile comparatorului în sus și jos se făceau pe același drum (aveau același prag), acum tranzițiile au praguri diferite și parcurgerea caracteristicii se face cu

histerezis (Fig. 14.10 c). Calculul noilor praguri se face presupunând ieșirea într-una din valorile  $\pm V_{alim}$  și punînd condiția ca la intrarea comparatorului să avem exact tensiunea de prag (Fig. 14.11).

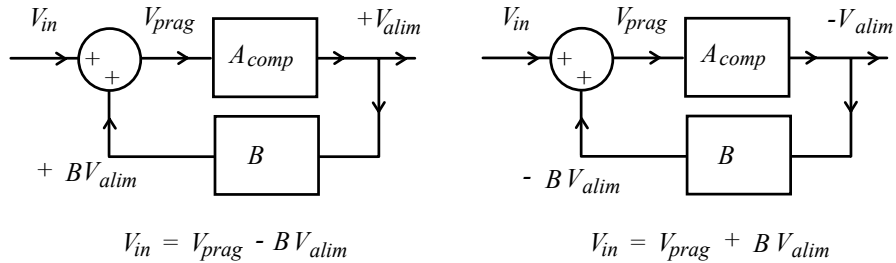


Fig. 14.11. Calcularea pragurilor comparatorului cu histerezis.

Analizînd cu atenție modul de parcurgere al caracteristicii din Fig. 14.10 c), se constată că

atîta timp cît intrarea evoluează între cele două praguri, comparatorul cu histerezis nu-și schimbă starea, oricare ar fi aceasta; la încercarea tensiunii de intrare de a ieși din intervalul cuprins între praguri se produce întodeauna trecerea comparatorului în starea complementară.

Prezența histerezisului este esențială în aplicații. De exemplu, la sistemul de urmărire a deplasării mouse-ului unui calculator, rotirea unui disc opac cu fante transparente face ca o fotodiodă să producă un semnal de tensiune ca cel din Fig. 14.12 a). Trebuie numărate fantele care au trecut dar tranzițiile semnalului nu sunt nete. Din acest motiv, semnalul este aplicat mai întîi unui comparator, forma sa devenind dreptunghiulară; sunt numărate apoi fronturile (să zicem cele ascendente).

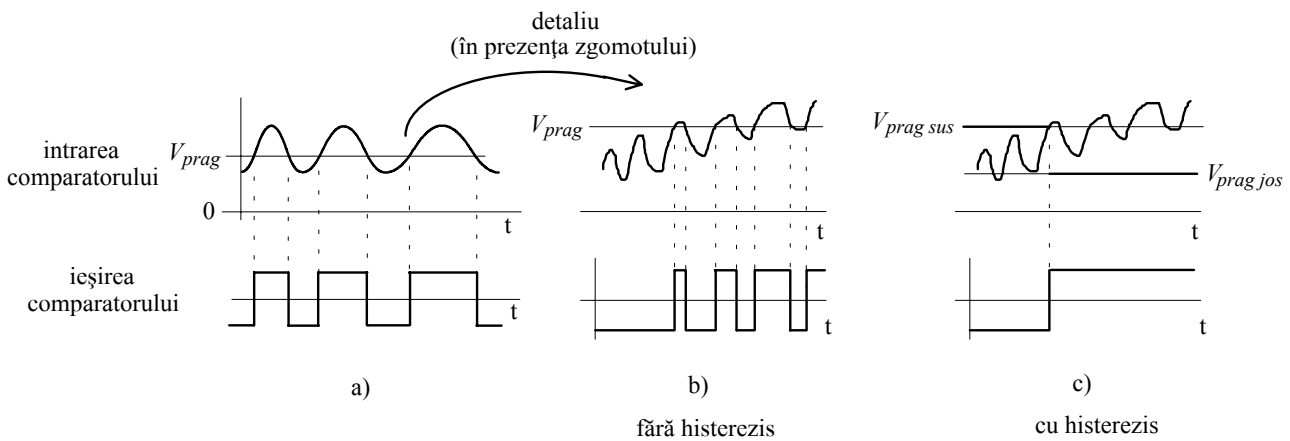


Fig.14.12. Histerezisul elimină comutările parazite datorate zgomotului suprapus peste semnal.

Ce se întîmplă însă cînd peste semnal este suprapus un zgomot ? Detaliul din desenul b) ne arată că acum comparatorul este indus în eroare, comutînd de mai multe ori în sus și jos; în consecință o singură fantă va fi numărată de mai multe ori (numărul este impredictibil). Cînd comparatorul are un histerezis suficient de mare, ca în desenul c), după prima comutare ascendentă pragul se modifică, devenind mai coborît și zgomotul nu mai reușește să ducă semnalul pînă acolo. Comutările multiple au fost eliminate.

Aceeași problemă apare ori de cîte ori se dorește măsurarea frecvenței sau perioadei unui semnal care nu are fronturile abrupte și este contaminat cu zgomot. Cu un comparator fără histerezis putem să obținem

aproape orice rezultat dorim, prin simpla modificare a pragului comparatorului. Un comparator cu histerezis va produce, însă, rezultatul corect. Din acest motiv, comparatorul cu histerezis este frecvent utilizat în electronica digitală, într-o variantă numită "trigger Schmitt". Unele circuite integrate digitale au chiar astfel de triggere construite la intrări, pentru a evita comutările false.

Comparatoarele de tensiune "specializate" sunt disponibile ca circuite integrate dar se poate utiliza, cu performanțe mai slabe, și o altă categorie de circuite integrate, anume **amplificatoarele operaționale**. Oricare din ele ar fi alese, există **două borne de intrare**, notate cu + și -, ca în Fig. 14.13 a). Ele nu trebuie confundate cu bornele de alimentare care, de multe ori, nici nu se mai desenează în scheme. Ieșirea comparatorului nu este sensibilă la potențialele acestor intrări  $V_{in+}$  și  $V_{in-}$  luate separat ci numai la diferența  $V_{in+} - V_{in-}$ . Din acest motiv intrarea notată cu + este numită **neinversoare** iar cea notată cu - este intrarea **inversoare**.

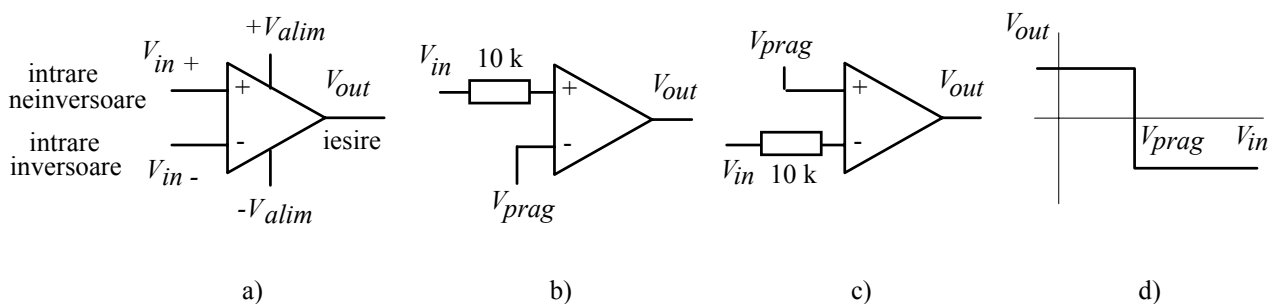


Fig. 14.13. Comparatorul integrat (a), utilizarea sa ca un comparator neinversor (b), inversor (c) și caracteristica de transfer a unui comparator inversor (d).

Putem, astfel, să alegem pragul de comutare prin stabilirea potențialului intrării inversoare, ca în desenul b) al figurii. Dar putem să facem și altceva: să aplicăm semnalul de intrare pe intrarea **inversoare** și tensiunea de prag pe cea neinversoare, așa cum se vede în desenul c). Ceea ce obținem este un **comparator inversor**, ce are caracteristica de transfer din desenul d): ieșirea este la potențial ridicat dacă potențialul intrării este mai mic decât pragul.

Pentru ambele tipuri de configurații (neinversoare sau inversoare) putem să producem o funcționare cu histerezis prin aplicarea unei reacții pozitive, ca în Fig. 14.14. Calculul pragurilor de comutație se face ușor prin neglijarea curenților de intrare în circuitul integrat și aplicarea teoremei Milman. Pentru comparatorul neinversor obținem pragurile

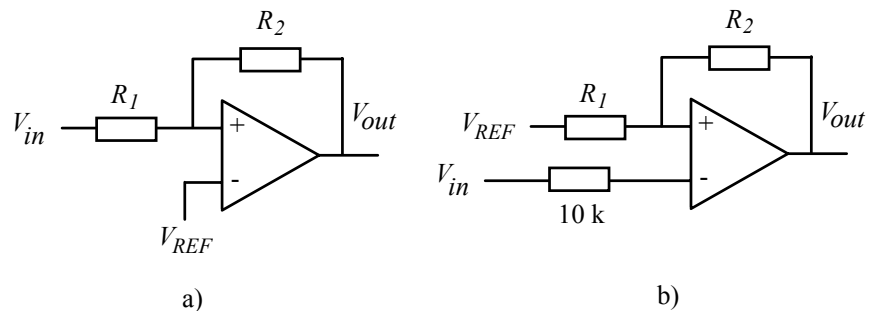


Fig. 14.14. Comparatoare cu histerezis, neinversor (a) și inversor (b), realizate cu comparatoare integrate.

$$V_{prag\ sus/jos} = (1 + R_1/R_2)V_{REF} \pm V_{alim} \cdot R_1/R_2 \quad (14.7)$$

cu lărgimea histerezisului (diferența dintre praguri)  $2V_{alim}R_1/R_2$ , în timp ce pentru comparatorul inversor pragurile sunt la

$$V_{prag\ sus/jos} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{REF} \pm V_{alim} \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad (14.8)$$

iar lărgimea histerezisului este  $2V_{alim} R_1 / (R_1 + R_2)$ .

### 1.C. Oscilatorul de relaxare

Comparatoarele cu histerezis mai au o aplicație foarte frecventă. Legat într-o buclă închisă (intrarea unuia la ieșirea celuilalt) împreună cu un integrator, comparatorul **inversor** cu histerezis formează un **oscilator de relaxare** (Fig.14.15 a). Pentru a fixa ideile să presupunem că tensiunile de alimentare sunt de  $\pm 10\text{ V}$ , pragurile sunt la  $\pm 5\text{ V}$ , iar timpul de integrare este de 1 s. Să pornim cu ieșirea comparatorului în  $+ 10\text{ V}$  și cu condensatorul integratorului descărcat.

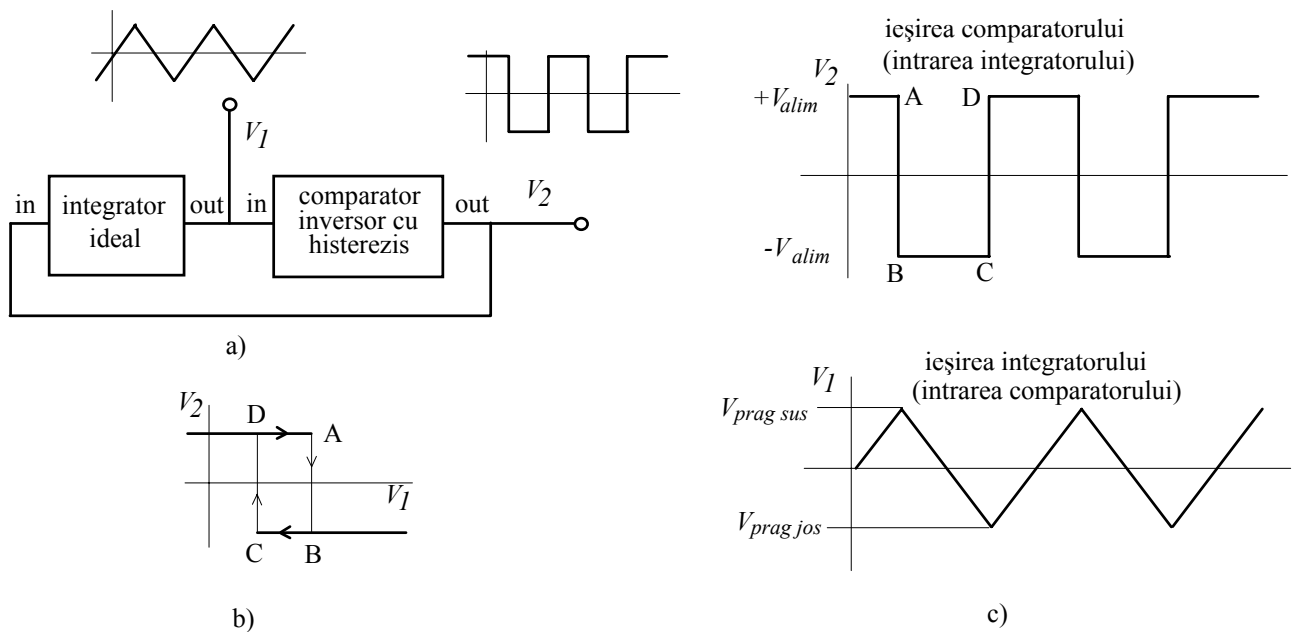


Fig.14.15. Oscilator de relaxare cu integrator și comparator cu histerezis: schema bloc (a), caracteristica statică a comparatorului (b) și formele de undă produse (c).

Integratorul va integra tensiunea constantă de  $+ 10\text{ V}$ , ieșirea sa crescând cu viteză constantă de

$10\text{ V/s}$ , conform relației  $V_{out}(t) = 0 + \frac{1}{T_i} \int_0^t V_{alim} dt' = \frac{V_{alim} \cdot t}{T_i}$ , ca în desenul c). La atingerea pragului de

$+ 5\text{ V}$  (starea A de pe caracteristica statică a comparatorului din desenul b) comparatorul va schimba starea, ducând ieșirea în starea B la  $-10\text{ V}$  (pentru că este unul inversor !). Ca urmare, integratorul începe să integreze o constantă negativă: tensiunea sa de ieșire scade liniar cu  $10\text{ V}$  pe secundă și exact după o secundă ajunge la pragul de  $-5\text{ V}$  al comparatorului (starea C). Acesta comută din nou, ajungând în starea D, și tensiunea de ieșire a integratorului începe acum să crească cu  $10\text{ V}$  pe secundă, după o secundă ajungând din nou la pragul de sus de la  $+5\text{ V}$ .

De fiecare dată când tensiunea de ieșire a integratorului ajunge la limitele intervalului dintre pragurile comparatorului, acesta trece în starea complementară și tensiunea de ieșire a integratorului își schimbă sensul de variație, îndreptându-se către celălalt prag.

Procesul se continuă la nesfârșit: am obținut un oscilator de relaxare. Perioada sa este

$$T_{osc} = \frac{V_{prag\ sus} - V_{prag\ jos}}{V_{alim}} T_i \quad (14.9)$$

unde  $T_i$  este constanta de timp de integrare.

Prin conectarea într-o buclă închisă (intrarea unuia la ieșirea celuilalt) a unui **integrator** împreună cu un **comparator inversor cu histerezis** se obține un oscilator de relaxare; la ieșirea comparatorului rezultă o tensiune dreptunghiulară iar la ieșirea integratorului forma de undă este triunghiulară.

Pe post de integrator putem utiliza un banal circuit RC, ca în Fig. 14.16, unde am explicitat și structura comparatorului. Dacă valorile absolute ale pragurilor nu sunt foarte mici în comparație cu tensiunea de alimentare, funcționarea integratorului RC se îndepărtează de a celui ideal deoarece tensiunea de ieșire nu este mult mai mică decât cea de intrare; în acest caz forma de undă la ieșirea sa nu mai este triunghiulară ci alcătuită din arce de exponențială iar perioada nu mai este dată de expresia anterioară. Ea rămâne însă în continuare proporțională cu constanta de timp  $RC$  a circuitului integrator, putând fi ușor ajustată prin reglarea rezistenței. Prin alegerea  $V_{REF} = 0$  tensiunea pe condensator evoluează simetric în jurul valorii nule iar cu  $R_2 = R_1$  stabilim la  $V_{alim}/2$  amplitudinea acestei evoluții (conform relației 14.8).

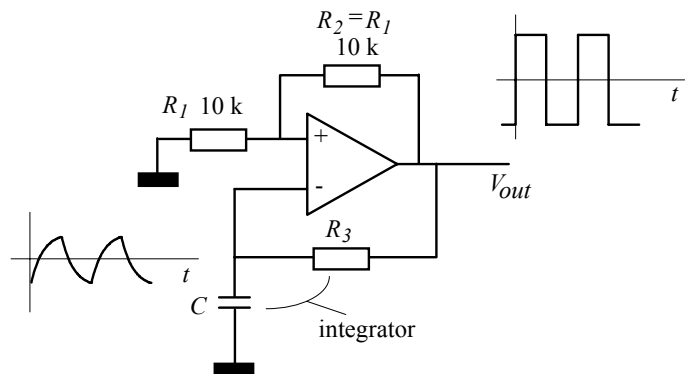


Fig. 14.16. Oscilator de relaxare la care integratorul RC nu se comportă ca unul ideal.



## Enunțuri frecvent utilizate

(afît de frecvent încît merită să le memorați)

-Schema bloc (schema operațională) este reprezentarea grafică a dependențelor funcționale între mărimile fizice ce caracterizează starea unui sistem. Fiecare bloc reprezintă o operație matematică, variabilele cu rol de argumente fiind desenate cu săgeți care intră în blocul respectiv iar valorile funcțiilor obținute cu săgeți care ies din bloc. Același sistem poate fi reprezentat printr-o multitudine de scheme operaționale echivalente.

-Prin reacție (feed-back) se înțelege influența semnalului de ieșire asupra excitației pe care o suportă sistemul la intrarea sa.

-În cazul sistemelor liniare, teoria reacției este simplă, elegantă și deosebit de puternică deoarece relațiile intrare-ieșire se pot exprima matematic extrem de simplu. Pentru regimul sinusoidal permanent, operațiile matematice implicate nu sunt decît adunări și înmulțiri cu funcțiile de transfer Fourier.

-Același lucru se întîmplă și cînd se utilizează un formalism matematic mai general, bazat pe funcțiile de transfer Laplace; dacă există un regim sinusoidal permanent, funcțiile de transfer Fourier se obțin din cele Laplace prin înlocuirea  $s \rightarrow j\omega$ .

-Funcția de transfer a unui sistem cu reacție este  $H_{CL}(s) = H_d(s)/[1 - H_{OL}(s)]$ , unde  $H_d(s)$  este funcția de transfer de pe calea directă iar  $H_{OL}(s)$  este funcția de transfer a întregii bucle (considerată deschisă).

-Despre caracterul pozitiv sau negativ al reacției nu se poate discuta decît la anumite frecvențe unde amplificarea pe buclă  $H_{OL}(\omega)$  este pur reală; reacția poate fi negativă la o frecvență și pozitivă la alta.

-Un caz foarte frecvent întîlnit este acela în care  $H_{OL}(\omega)$  are caracterul unui filtru trece jos, cu banda începînd de la frecvența nulă (curent continuu). Următoarele afirmații se referă la acest tip de sisteme, în situația unei reacții pozitive.

-Creșterea gradului de reacție pozitivă la curent continuu (al numărului pozitiv  $H_{OL DC}$ ) produce mărirea modulului amplificării cu reacție; în același timp, sistemul devine mai lent.

-Acest fenomen se întîmplă numai pînă la valoarea  $H_{OL DC} = 1$  la care amplificarea devine infinită și se atinge limita de stabilitate.

-La limita de stabilitate putem avea un semnal de ieșire nenul constant în condițiile în care semnalul de intrare este nul.

-În regiunea de instabilitate ( $H_{OL DC} > 1$ ) nu mai există regim permanent și semnalul de ieșire evoluează nemărginit (exponențial) într-un sens sau altul; creșterea gradului de reacție determină sistemul să evolueze mai rapid.

- Reacția pozitivă cu  $H_{OL DC} > 1$  este utilizată în electronică la comparatoarele de tensiune, pentru a le face mai rapide și a introduce un histerezis în caracteristica lor de transfer.

- Afîta timp cît intrarea evoluează între cele două praguri, comparatorul cu histerezis nu-și schimbă starea, oricare ar fi aceasta; la încercarea tensiunii de intrare de a ieși din intervalul cuprins între praguri se produce întodeauna trecerea comparatorului în starea complementară.

- Prin conectarea într-o buclă închisă (intrarea unuia la ieșirea celuilalt) a unui integrator împreună cu un comparator inversor cu histerezis se obține un oscilator de relaxare; la ieșirea comparatorului rezultă o tensiune dreptunghiulară iar la ieșirea integratorului forma de undă este triunghiulară.

## Termeni noi

<b>-schemă bloc (operațională)</b>	reprezentarea grafică a dependențelor funcționale între mărimile fizice ce caracterizează starea unui sistem;
<b>-reacție (feed-back)</b>	influența semnalului de ieșire asupra excitației pe care o suportă sistemul la intrarea sa;
<b>-cale directă</b>	subsistemul care prelucrează semnalul dat de blocul de sumare și produce semnalul de ieșire;
<b>-semnal de reacție</b>	semnal obținut prin prelucrarea unor informații despre starea blocului de pe calea directă și care este apoi adunat cu semnalul de intrare primit din exterior;
<b>-cale inversă</b>	subsistemul care produce semnalul de reacție prin prelucrarea unor informații despre starea blocului de pe calea directă;
<b>-bloc de sumare</b>	bloc ce realizează suma dintre semnalul de intrare primit din exterior și semnalul de reacție;
<b>-bucla de reacție</b>	subsistemul prin care circulă informația de la ieșire blocului de sumare și pînă la intrarea de reacție a blocului de sumare;
<b>-funcție de transfer în buclă închisă (cu reacție) <math>H_{CL}(s)</math></b>	raportul dintre semnalul de ieșire și semnalul de intrare primit
<b>-funcția de transfer a buclei deschise <math>H_{OL}(s)</math></b>	raportul dintre semnalul de reacție și cel de la intrarea blocului de pe calea directă;
<b>-reacție pozitivă</b>	la o anumită frecvență reacția este pozitivă dacă amplificarea pe buclă $H_{OL}(\omega)$ este pur reală și semnalul de reacție este în fază cu cel de intrare;
<b>-reacție negativă</b>	la o anumită frecvență reacția este negativă dacă amplificarea pe buclă $H_{OL}(\omega)$ este pur reală și semnalul de reacție este în antifază cu cel de intrare;
<b>-comparator de tensiune</b>	circuit electronic la care ieșirea nu poate avea decît una din două stări permanente, după cum tensiunea de intrare este mai mică sau, respectiv, mai mare, decît o valoare de prag;
<b>-comparator cu histerezis</b>	comparator la care tranzițiile ascendentă și descendentă au loc la praguri diferite; cît timp tensiunea se găsește între cele două praguri, comparatorul își păstrează starea, oricare ar fi aceasta, dar la încercarea tensiunii de intrare de a ieși din intervalul cuprins între praguri, comparatorul trece întodeauna în starea complementară;

### Problemă rezolvată

Aveți la dispoziție un comparator de tensiune cu intrare diferențială, alimentat diferențial cu tensiunile +10 V și -10 V. Curenții de intrare sunt atât de mici încât pot fi neglijați dacă nu folosiți rezistențe mai mari de 100 kΩ.

- a) Proiectați un comparator neinversor cu histerezis care să aibă pragurile de comutare la -3 V și +5 V.
- b) Cu aceleași praguri impuse, proiectați un comparator inversor.

### Rezolvare

a) Semnalul de intrare trebuie aplicat pe intrarea neinversoare și în plus trebuie realizată o reacție pozitivă, ca în Fig. 14.17 a). Când ieșirea este  $\pm V_{alim}$ , teorema Milman furnizează pentru potențialul intrării neinversoare valorile  $V_{p1,2} = (1 + R_1/R_2)V_{REF} \pm V_{alim} \cdot R_1/R_2$  care sunt chiar valorile pragurilor (curentul care intră în comparator e nul). Cel mai comod este să scriem suma și diferența lor

$$V_{p1} + V_{p2} = 2V_{REF} \left( 1 + \frac{R_1}{R_2} \right) = +5 \text{ V} - 3 \text{ V} = 2 \text{ V}$$

$$V_{p1} - V_{p2} = 2V_{alim} \frac{R_1}{R_2} = +5 \text{ V} - (-3 \text{ V}) = 8 \text{ V}$$

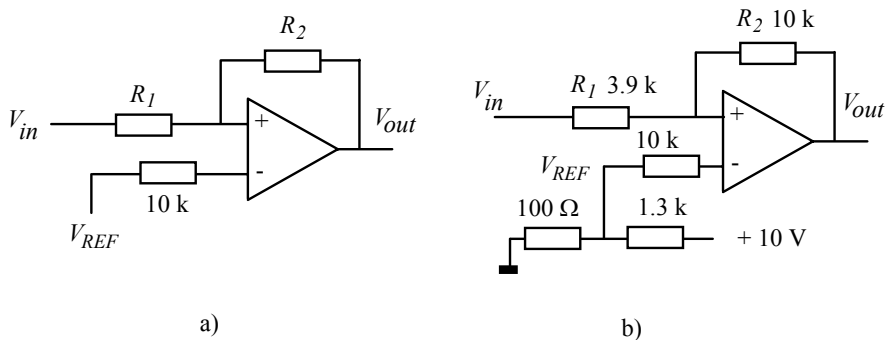


Fig.14.17.

Rezultă de aici, mai întâi  $R_1/R_2 = 8/20 = 0.4$ . Alegem valorile standardizate

$$R_1 = 3.9 \text{ k}\Omega; R_2 = 10 \text{ k}\Omega.$$

Apoi, din prima ecuație obținem

$$V_{REF} = 2 \text{ V} / (2 \cdot 1.4) = 0.71 \text{ V}.$$

Această tensiune o vom obține cu un divizor rezistiv montat între  $+V_{alim}$  și masă; rezistențele lui trebuie să fie în raportul  $(10 - 0.71)/0.71 = 13.1$ . Pentru ca în orice eventualitate divizorul să funcționeze practic în gol, rezistența sa echivalentă trebuie să fie mult mai mică decât 10 kΩ. Alegem 100 Ω și 1.3 kΩ. Cu acestea, schema finală este cea din desenul b) al Fig. 14.17. Dacă pragurile impuse trebuie obținute cu precizie, tensiunea de alimentare trebuie bine stabilizată iar valorile rezistențelor măsurate înainte de montare (sau ajustate "la cald").

b) Comparatorul inversor cu histerezis are configurația din Fig. 14.18 a). Aplicând teorema Milman la intrarea neinvertoare și scriind că potențialul ei trebuie să fie, în momentul comutării, egal cu  $V_{REF}$ , obținem pragurile

$$V_{p1,2} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{REF} \pm V_{alim} \frac{R_1}{R_1 + R_2}.$$

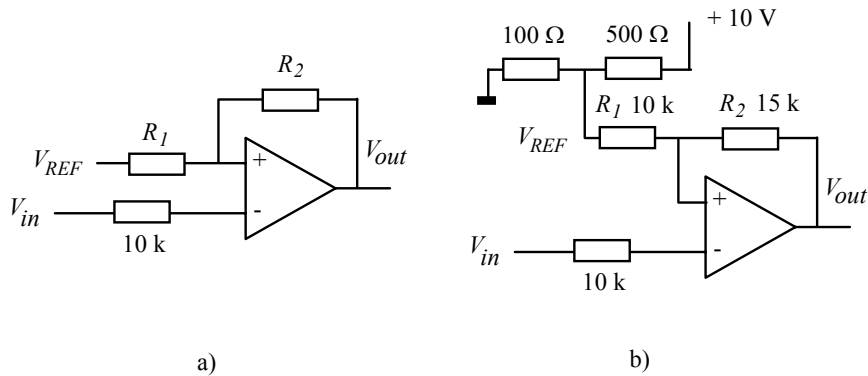


Fig. 14.18.

Aplicăm același truc, făcînd suma și diferența lor, și avem

$$V_{p1} + V_{p2} = 2V_{REF} \frac{R_2}{R_1 + R_2} = 2 \text{ V}$$

$$V_{p1} - V_{p2} = 2V_{alim} \frac{R_1}{R_1 + R_2} = 8 \text{ V}$$

Din ecuația a doua obținem imediat raportul rezistențelor  $R_2/R_1 = 20/8 - 1 = 1.5$ . Alegem

$$R_1 = 10 \text{ k}\Omega; \quad R_2 = 15 \text{ k}\Omega.$$

Cu acestea, din prima ecuație obținem tensiunea de referință

$$V_{REF} = 1 + R_1/R_2 = 1.67 \text{ V},$$

pe care o vom realiza cu un divizor rezistiv legat între alimentarea pozitivă și masă. Rezistențele lui vor trebui să fie în raportul  $(10 - 1.67)/1.67 = 4.99$ . Luăm rezistențe de  $100 \Omega$  și  $500 \Omega$ , pentru ca divizorul să nu simtă sarcina reprezentată de  $(R_1 + R_2)$ . Puterea disipată pe divizor va fi sub  $200 \text{ mW}$ , nu vor fi necesare decît rezistoare de putere mică (de  $500 \text{ mW}$ ).

### Probleme propuse

**P 14.1.1.** În Fig. 14.19 am reluat schema bloc a unui sistem cu reacție. Scriind ecuațiile fiecărui bloc, deduceți expresia funcției de transfer cu reacție  $H_{CL}(\omega) = \tilde{Y}_{out} / \tilde{X}_{in}$ .

**P 14.1.2.** Sistemul din Fig. 14.20 are o structură mai complicată, informația utilizată pentru reacție nefiind luată chiar de la ieșire. Calculați și pentru el funcția de transfer cu reacție  $H_{CL}(\omega) = \tilde{Y}_{out} / \tilde{X}_{in}$ .

**P 14.1.3.** Ați fi putut evita calculul de la problema precedentă prin utilizarea formulei generale

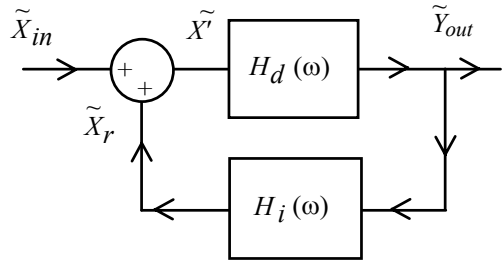


Fig. 14.19.

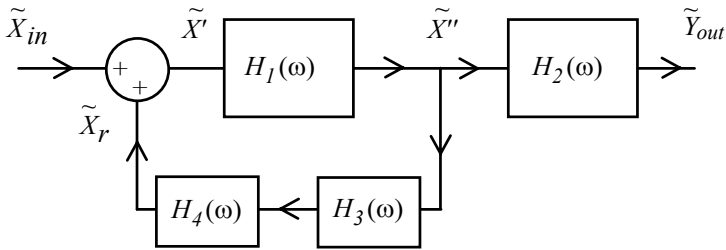


Fig.14.20.

$H_{CL}(\omega) = H_d(\omega) / [1 - H_{OL}(\omega)]$ ? Cine trebuie considerată ca funcție de transfer pe calea directă și cine ca funcție de transfer a buclei? Mai este în acest caz amplificarea pe buclă produsul între  $H_d(\omega)$  și  $H_i(\omega)$ ? Formulați o definiție mai generală a amplificării pe buclă, care să vă ajute să utilizați întodeauna formula generală fără să mai fie nevoie să manipulați întregul sistem

de ecuații.

**P 14.1.4.** Am dat ca exemplu de sistem cu reacție un circuit cu inductanța  $L$  și rezistența  $R$  "excitat" de un flux magnetic produs din exterior  $\Phi_{in}$  (Fig. 14.21). Relația funcțională între fluxul total și tensiunea electromotoare am scris-o, însă, în domeniul timp și nu cu funcții de transfer Fourier.

a) Presupuneți că sistemul a ajuns la regim sinusoidal permanent, scrieți pentru  $\Phi_{tot}(t)$  o dependență sinusoidală de tipul  $e^{j\omega t}$  și deduceți funcția de transfer Fourier a blocului de pe calea directă. Redesenați schema bloc, cu funcții de transfer Fourier.

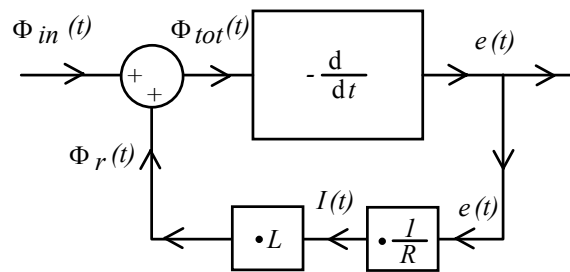


Fig. 14.21.

b) Calculați, din schema bloc precedentă, amplificarea pe buclă  $H_{OL}(\omega)$ . Găsiți vreo frecvență la care aceasta să fie pur reală și să decideți dacă reacția este pozitivă sau negativă?

**P 14.1.5.** Identificați tipul comparatorului din Fig. 14.22 a) și calculați pragurile de comutare, dacă alimentarea se face cu +/- 15 V. Desenați caracteristica statică de transfer.

**P 14.1.6.** Rezolvați aceeași problemă pentru comparatorul din Fig. 14.22 b).

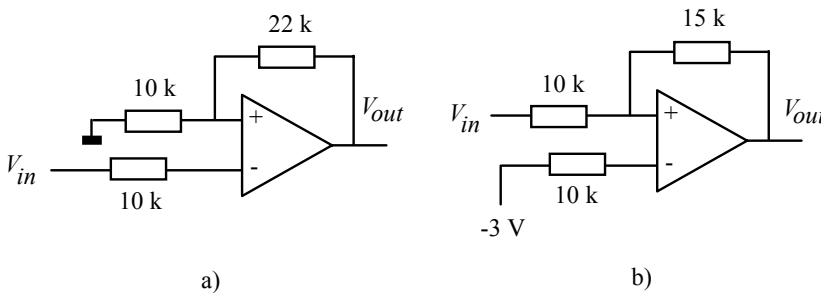


Fig. 14.22.

**P 14.1.7.** Utilizând un comparator integrat și tensiuni de alimentare de  $\pm 12$  V, proiectați un comparator neinvertor cu histerezis, care să aibă pragurile la -2 V și +2 V.

**P 14.1.8.** Cu aceleași elemente de la problema anterioară, proiectați un comparator invertor cu histerezis, cu pragurile la -2 V și +3V.

**P 14.1.9.** Reluați problema precedentă dar stabiliți pragurile simetric în jurul lui zero, la  $\pm 1$  V.

**P 14.1.10.** Un oscilator de relaxare realizat cu integrator ideal și comparator invertor cu histerezis este alimentat la  $\pm 15$  V iar comparatorul are pragurile la  $\pm 3$  V. Care vor fi formele de undă la ieșirile comparatorului și integratorului și între ce valori vor evolua ele ?

**P 14.1.11.** Un coleg al dumneavoastră a încercat să construiască un oscilator de relaxare ca cel din problema precedentă dar, din neatenție, a utilizat un comparator neinvertor. Încercați să descoperiți cum va funcționa circuitul realizat de el (presupuneți că inițial condensatorul din integrator este descărcat).

**P 14.1.12** Utilizați comparatorul invertor cu histerezis proiectat la problema **P 14.9**, adăugați un integrator RC și proiectați un oscilator de relaxare cu frecvența de 1 kHz. Decideți dacă integratorul va avea o comportare apropiată de a aceluia ideal și utilizați această aproximație la calculul componentelor sale.

**P 14.1.13.** Amplitudinea de 1 V de la oscilatorul realizat la problema anterioară nu vă mulțumește și duceți pragurile comparatorului la  $\pm 5$  V. Deduceți expresia perioadei de oscilație în funcție de tensiunea de alimentare, valorile pragurilor și constanta de timp RC. Pentru frecvența dorită, de 1 kHz, alegeți valorile pentru componentele integratorului.

## Lucrare experimentală

### Experimentul 1. Amplificator cu reacție la curent continuu

#### a) Reacția pozitivă și amplificarea

Aveți pe planșetă (Fig. 14.23) un amplificator neinvertor cu banda de trecere de la frecvența zero (curent continuu) și pînă pe la 20 kHz. De asemenea, există două blocuri de reacție neselective, unul neinvertor și unul inversor, a căror amplificarea (subunitară) poate fi reglată cu ajutorul unor potențiometre. La intrarea amplificatorului a fost realizat un circuit care poate realiza **sumarea** a două tensiuni. El a fost în așa fel realizat încît dacă o intrare este lăsată în gol, potențialul ei este nul și nu influențează rezultatul însumării.

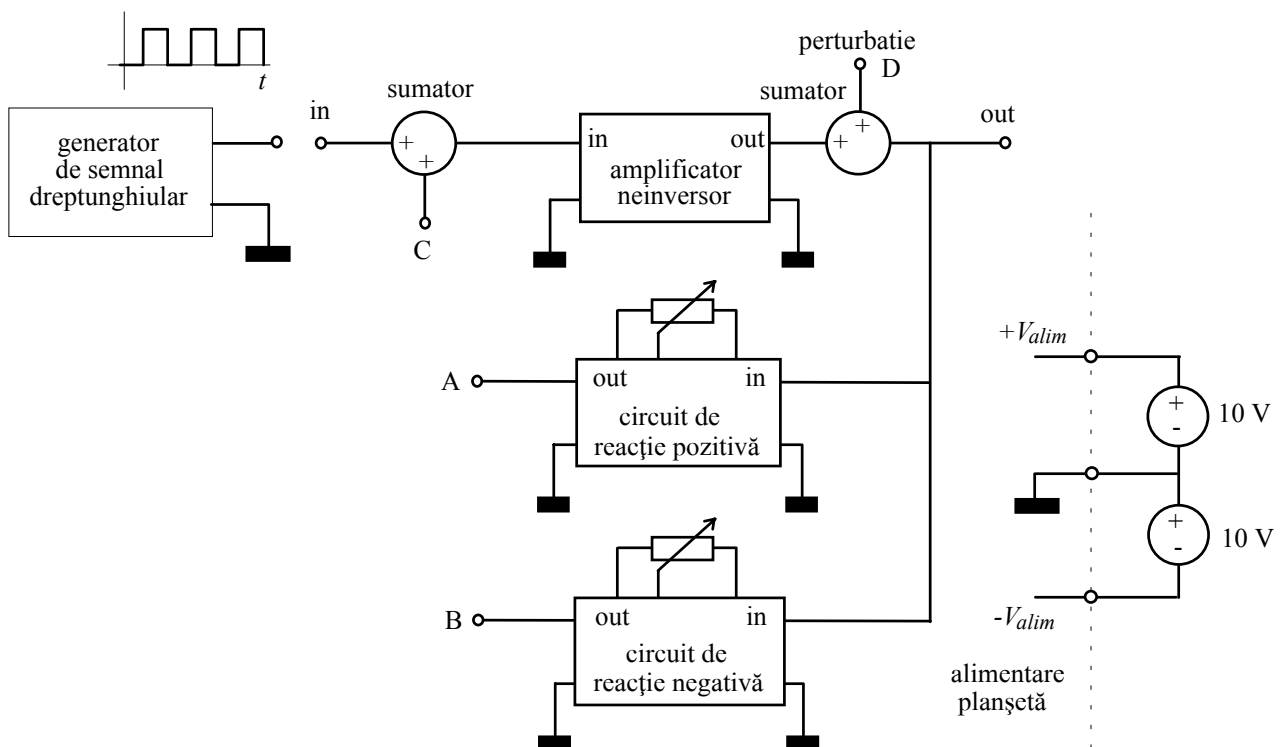


Fig.14.23.

După ce vă desenați schema pe caiet și alimentați planșeta, puteți începe experimentul. Fără să cuplați nici un fel de reacție, aplicați la intrare un semnal dreptunghiular cu frecvența de 1 kHz și amplitudinea de 0.1 V, furnizat de generatorul de semnal pe care îl aveți gata construit pe planșetă. Vizualizați cu osciloscopul tensiunile de la intrare și de la ieșire și măsurați amplitudinile; la ieșire luați în considerare numai porțiunile orizontale, după stingerea exponențialelor). Determinați astfel amplificarea  $A_0$  de pe calea directă la curent continuu (justificați !).

Rămîneți cu osciloscopul conectat la ieșirea amplificatorului. Rotiți complet potențiometrul de la blocul de **reacție pozitivă** în sens antiorar, anulînd tensiunea de reacție și închideți bucla de reacție, legînd punctul A la intrarea C a sumatorului. Creșteți apoi gradual factorul de reacție și observați ce se întîmplă cu răspunsul circuitului cu reacție:

- ce se întîmplă cu mărimea amplificării ?
- ce se întîmplă cu viteza de răspuns a circuitului cu reacție ?

Într-o anumită poziție a potențiometrului se ajunge la limita de stabilitate. Observați ce se întâmplă în aceste condiții; lăsați potențiometrul în această poziție, întrerupeți reacția desfășurând punctul A de la sumator și măsurați amplificarea pe buclă la limita stabilității.

Reluați acum experimentul pentru **reacție negativă**. Rotiți complet potențiometrul de la acest bloc în sens antiorar, anulând tensiunea de reacție și închideți bucla de reacție, legând punctul B la intrarea C sumatorului. Dacă aveți un osciloscop cu două canale, verificați că reacția este negativă. Creșteți apoi gradual factorul de reacție și observați ce se întâmplă cu răspunsul circuitului cu reacție:

-ce se întâmplă cu mărimea amplificării ?

-ce se întâmplă cu viteza de răspuns a circuitului cu reacție ?

### b) Reacția pozitivă accentuează efectul perturbațiilor, reacția negativă îl diminuează

Întrerupeți bucla de reacție și legați la masă intrarea circuitului. Verificați că la ieșire răspunsul este identic nul. Între blocul de pe calea directă și ieșire este intercalat un sumator identic cu cel de la intrare; el nu a făcut pînă acum decît să lase semnalul să treacă fără nici un fel de modificare. A venit vremea să îl utilizăm: legați la intrarea sa liberă (punctul D) generatorul de semnal și verificați că această perturbație ajunge la ieșire nemodificată.

Rămîneți cu osciloscopul la ieșirea circuitului, reglați la zero factorul de reacție pozitivă și închideți bucla de reacție. Creșteți apoi progresiv gradul de reacție și observați ce se întâmplă la ieșirea circuitului. Formulați o concluzie.

Reluați aceleași operații în cazul reacției negative. Cu factorul de reacție la maximum, măsurați de cîte ori micșorează reacția negativă efectul perturbației. Apoi, măsurînd tensiunea la ieșire și tensiunea de reacție, determinați cît de mare este factorul de reacție  $B$ . Comparați între ele factorul cu care a fost micșorată perturbația și valoarea  $1 + BA_0$ ; formulați o concluzie.

## Experimentul 2. Comparatorul cu histerezis

Aveți pe planșetă un **comparator inversor** a cărui amplificare a fost micșorată intenționat pentru a face măsurătorile mai comode (Fig.14.24). Intrarea sa neinversoare este legată la masă prin rezistența (reglabilă)  $POT_2$ , stabilind la zero pragul de comutare. Alimentați planșeta și legați intrarea comparatorului la cursorul potențiometrului  $POT_1$  de pe planșetă. Conectați la ieșirea comparatorului un osciloscop și vizualizați potențialul ieșirii în timp ce modificați poziția potențiometrului. Amplificarea nefînd prea mare nu vă așteptați la o tranziție netă între stările extreme.

Conectați acum o reacție pozitivă, legînd între ele punctele A și B. Gradul de reacție poate fi modificat cu ajutorul potențiometrului  $POT_2$ . Observați dacă acum tranziția este mai abruptă decît fără reacție. Cu  $POT_2$  în poziție extremă (sens orar) condiția de stabilitate este depășită și comparatorul devine unul cu histerezis. Determinați cele două praguri ale comparatorului cu histerezis realizat, măsurînd tensiunea la intrare care a provocat tranziția respectivă.

Puteți să vizualizați **caracteristica statică de transfer** dacă deplasarea spotului osciloscopului pe axa X este controlată de către tensiunea de intrare. Treceți osciloscopul în modul de funcționare XY și rotiți potențiometrul  $POT_1$  înainte și înapoi, parcurgînd caracteristica. Apoi înlocuiți la intrare tensiunea furnizată de potențiometrul cu un semnal triunghiular furnizat de generatorul de pe planșetă. El va face acum automat ceea ce făceați dumneavasă înainte cu potențiometrul. Frecvența semnalului poate fi reglată gradual cu potențiometrul  $POT_3$ : la frecvență mică puteți urmări sensul evoluției punctului pe caracteristică iar la frecvență mai mare ochiul mediază imaginile și caracteristica apare continuă, putînd fi desenată.



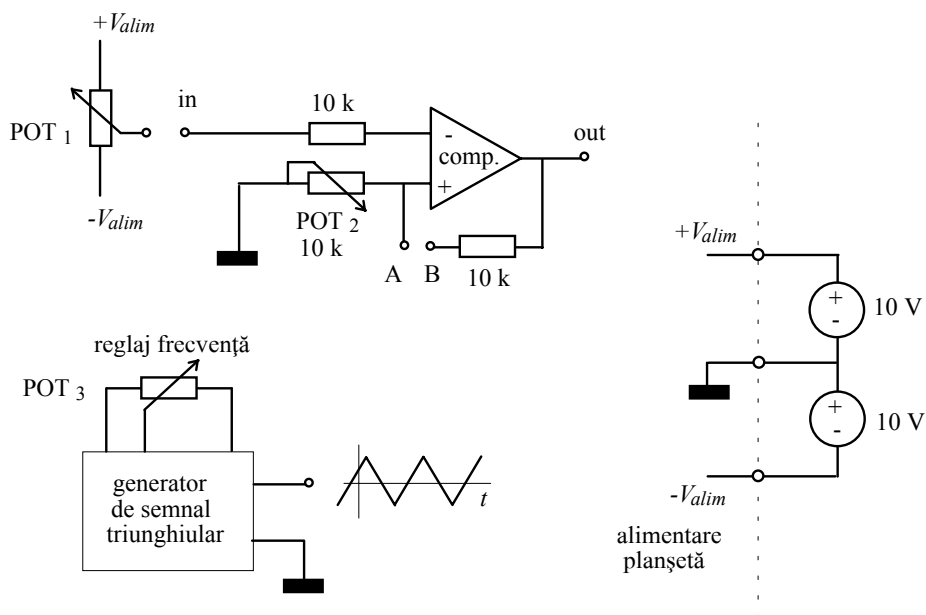


Fig.14.24.

După ce ați desenat-o pe caiet, e momentul să vedeți "pe viu" cum se modifică ea la schimbarea gradului de reacție. Rotiți încet potențiometrul POT<sub>2</sub>. În poziția extremă în sens antiorar nu aveți reacție; desenați pe caiet caracterstca de transfer. Creșteți gradul de reacție și observați cu atenție trecerea prin situația critică (limita stabilității la amplificarea pe buclă unitară) și apariția histerezului.

### Experimentul 3. Oscilatorul de relaxare

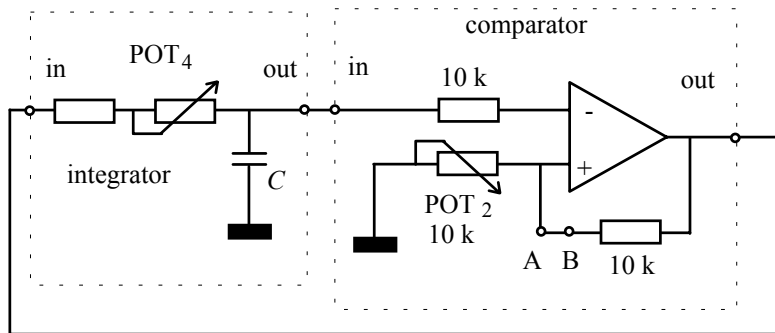


Fig.14.25.

Lăsați comparatorul în situația cu reacție pozitivă maximă (funcționare cu histerezis) și desfăceți generatorul de semnal de la intrarea lui. Tot pe planșetă mai găsiți un **integrator RC**; Legați-l la comparatorul inversor cu histerezis, ca în Fig. 14.25, și observați ce se întâmplă. Vizualizați și desenați formele de undă de la intrarea comparatorului și de la ieșirea sa, una sub alta, **sincron** (duceți linii verticale ajutătoare). Dacă nu aveți un osciloscop cu două canale ca să observați relația de fază dintre ele, nu-i nimic. Știți destul acum despre comportarea comparatorului și a integratorului ca să puteți decide ce face integratorul când iesirea comparatorului este "sus".

Constanta de timp a integratorului poate fi reglată gradual cu potențiometrul POT<sub>4</sub>. Rotiți-l și vedeți ce se întâmplă cu amplitudinile și frecvențele celor două forme de undă. Formulați în scris o concluzie.

## 14.2 Reacția pozitivă selectivă; oscilatoare sinusoidale

### 2.A. Reacția pozitivă selectivă

Am văzut ce se întâmplă cu un filtru trece jos dacă i se aplică o reacție care este pozitivă la frecvența nulă: în situația critică  $H_{OL\ DC} = B \cdot A_{0\ DC} = 1$ , putem avea la ieșire un semnal constant în absența semnalului de intrare iar peste această limită, când  $B \cdot A_{0\ DC} > 1$ , circuitul devine instabil, ieșirea sa crescând nemărginit la orice semnal nenul aplicat la intrare. Încercăm acum să obținem o reacție pozitivă la o frecvență **diferită de zero**. Pentru aceasta, înlocuim filtrul trece-jos cu unul trece bandă (Fig. 14.26). Undeva în banda de trecere, amplificarea sa (în general o funcție complexă) este pur reală, faza fiind 0 (sau  $180^\circ$  dacă circuitul este inversor). Știm asta de la

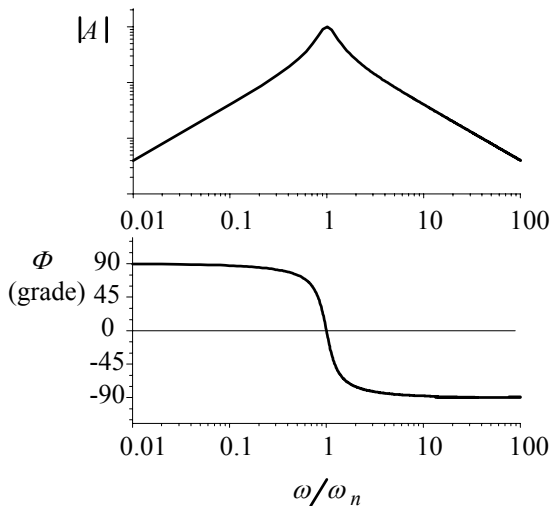


Fig. 14.27. Amplificarea și faza unui filtru trece bandă RLC.

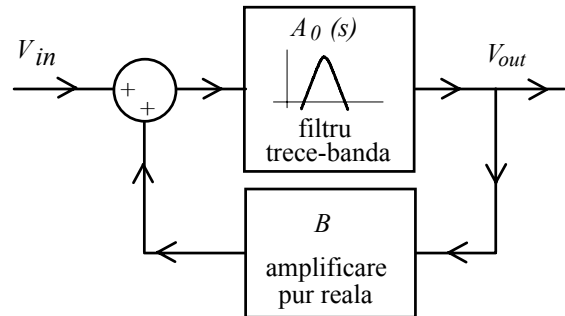


Fig. 14.26. Circuit cu reacție pozitivă selectivă.

filtrul RLC, la rezonanță efectele inductanței și capacității se anulează reciproc și impedanța sa este pur reală, defazajul fiind zero, așa cum se poate observa în Fig. 14.27.

Cum  $B$  este real, rezultă că produsul  $B \cdot \tilde{A}_0(\omega)$  este real numai la o anumită frecvență în banda de trecere, pentru filtrele rezonante de ordinul doi (cum sunt cele RLC) aceasta fiind chiar frecvența naturală (de rezonanță)  $\omega_n$ . Produsul  $B \cdot \tilde{A}_0(\omega)$  poate fi aici pozitiv sau negativ, ceea ce determină caracterul reacției. Vom considera în continuare că avem o **reacție pozitivă**, adică

$$\boxed{B \cdot A_0(\omega_n) > 0} \quad (14.10)$$

și vom exprima amplificarea cu reacție la rezonanță, care și ea este un număr real

$$A_r(\omega_n) = \frac{A_0(\omega_n)}{1 - B \cdot A_0(\omega_n)}. \quad (14.11)$$

Pe măsură ce gradul de reacție  $B \cdot A_0(\omega_n)$  crește, amplificarea cu reacție la rezonanță crește și ea, datorită micșorării numitorului, pentru ca la valoarea critică  $B \cdot A_0(\omega_n) = 1$ , amplificarea să devină infinită. Aceasta înseamnă că putem avea la ieșire o sinusoidă cu frecvența de rezonanță  $\omega_n$  și amplitudine constantă (regim permanentizat) în absența oricărui semnal la intrare (Fig. 14.28): am obținut un oscilator sinusoidal.

Acest regim permanent este posibil deoarece semnalul sinusoidal, după o excursie completă pe buclă, se regăsește identic cu el însuși, atât ca amplitudine cât și ca fază. Aceasta înseamnă că amplificarea pe buclă  $B \cdot \tilde{A}_0(\omega)$ , care este reală și pozitivă la frecvența  $\omega_n$ , este, în plus, **unitară** la această frecvență. Considerînd pentru creșterea generalității și eventuala dependență de frecvență a amplificării de pe calea inversă, condiția pentru obținerea unei oscilații permanentizate se scrie

$$(\tilde{B}(\omega) \cdot \tilde{A}_0(\omega) = 1 \quad (14.12)$$

și este cunoscută drept condiția de oscilație **Barkhausen**. Fiind o relație între numere complexe, ea este echivalentă cu două relații între numere reale

$$\begin{aligned} |\tilde{B}(\omega)| |\tilde{A}_0(\omega)| &= 1 \\ \Phi_B(\omega) + \Phi_{A_0}(\omega) &= 2k\pi, \quad k = 0, \pm 1, \pm 2, \dots \end{aligned} \quad (14.12')$$

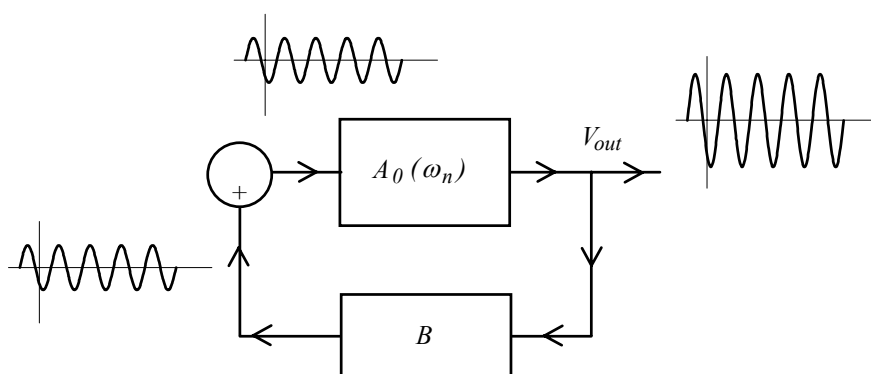


Fig.14.28. Când amplificarea pe buclă la frecvența  $\omega_n$  devine unitară, poate să existe un regim sinusoidal permanent (de amplitudine constantă) în absența unui semnal de intrare.

Deși par cam complicate, ecuațiile precedente nu înseamnă decât că amplificarea pe buclă este reală și pozitivă (relația a doua) și egală cu unu (prima relație); ele spun, așa cum am văzut, un lucru extrem de simplu și intuitiv:

Condiția de existență a oscilațiilor sinusoidale permanentizate este ca, după parcurgerea întregii bucle, semnalul sinusoidal să se regăsească identic ca amplitudine și fază; cu alte cuvinte, la acea frecvență amplificarea pe buclă să fie reală, pozitivă și egală cu unitatea.

Amplitudinea oscilațiilor rămîne însă nedeterminată; ea depinde de perturbația care a inițiat acest regim, putînd fi, evident, și nulă. Formularea precedentă a condiției de oscilație ne permite să explicăm și de ce oscilațiile sunt obligatoriu sinusoidale: numai semnalul pur sinusoidal rămîne nedeformat la trecerea prin circuite liniare și se poate regăsi identic cu el însuși după parcurgerea buclei.

Nu putem spune însă ce se întîmplă cu circuitul dacă amplificarea pe buclă este mai mică sau mai mare decât unitatea. Pentru aceasta, trebuie să scriem explicit funcțiile de transfer Laplace. În cazul filtrului trece bandă funcția sa de transfer are expresia

$$A_0(s) = \frac{A_0(\omega_n)}{Q} \frac{\omega_n s}{s^2 + \omega_n s / Q + \omega_n^2} \quad (14.13)$$

unde  $Q$  este **factorul de calitate**,  $\omega_n$  este frecvența naturală (egală cu cea de rezonanță) iar  $A_0(\omega_n)$  este amplificarea la rezonanță. Astfel, funcția de transfer cu reacție se obține ca

$$A_r(s) = \frac{A_0(s)}{1 - B \cdot A_0(s)} = \frac{A_0(\omega_n)}{[1 - BA_0(\omega_n)]} \frac{\omega_n s}{s^2 + \frac{s\omega_n}{Q} [1 - BA_0(\omega_n)] + \omega_n^2} \quad (14.14)$$

Numitorul are aceeași formă ca cel al funcției de transfer fără reacție dar factorul de calitate cu reacție are valoarea

$$Q_r = \frac{Q}{[1 - BA_0(\omega_n)]} \quad (14.15)$$

și s-a modificat și amplificarea la rezonanță

$$A_r(\omega_n) = \frac{A_0(\omega_n)}{[1 - BA_0(\omega_n)]} \quad (14.16)$$

Pe măsură ce gradul de reacție pozitivă crește, amplificarea la rezonanță crește și, în plus, crește și factorul de calitate, curba devenind mai selectivă.

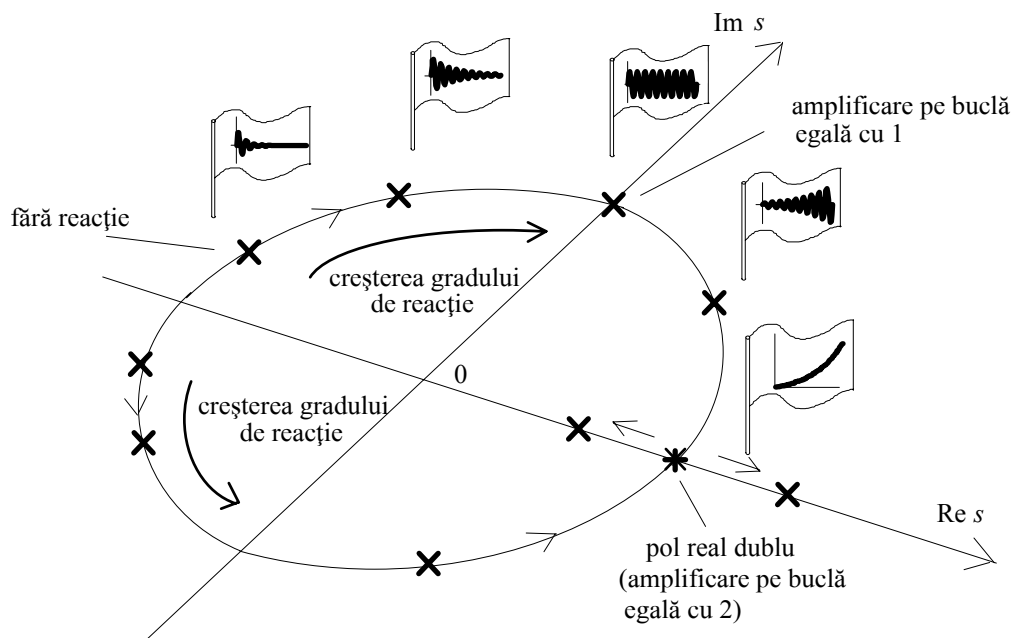


Fig. 14.29. Deplasarea în planul complex a polilor amplificării cu reacție atunci când se crește gradul de reacție.

Comportarea circuitului cu reacție este determinată de poziția perechii de poli complecși ai funcției sale de transfer  $A_r(s)$ . La creșterea gradului de reacție, acești poli se deplasează în planul complex pe un cerc de rază  $\omega_n$ , așa cum se vede în Fig. 14.29. Consecința acestei deplasări este un răspuns liber al

circuitului cu reacție din ce în ce mai puțin amortizat, constanta de timp de amortizare fiind invers proporțională cu partea reală a polilor. La valoarea critică  $BA_0(\omega_n) = 1$  perechea de poli ajunge pe axa imaginară și răspunsul liber nu se mai stinge, sinusoida de la ieșire rămânând cu amplitudine constantă: am regăsit condiția de oscilație Barkhausen, amplificarea pe buclă la frecvența de rezonanță  $\omega_n$  trebuie să fie unitară pentru a avea o oscilație de amplitudine constantă.

Dacă reacția devine și mai puternică,  $BA_0(\omega_n) > 1$ , perechea de poli, mișcându-se în continuare pe același cerc, intră în semiplanul drept, partea lor reală devine pozitivă și amplitudinea oscilației sinusoidale crește nemărginit, cu o dependență exponențială. Cu cât reacția este mai puternică, cu atât anvelopa oscilației crește mai rapid. Dacă  $BA_0(\omega_n) \geq 2$  se întâmplă ceva cu totul neașteptat: polii redevin reali și răspunsul liber **nu mai este oscilant**. Comportarea este acum de tipul celei discutate la reacția pozitivă la curent continuu, adică răspunsul liber crește monoton nemărginit.

Pentru filtrul trece bandă de ordinul doi, o reacție pozitivă prea puternică poate împiedica oscilația.

În Fig. 14.29 am reprezentat pe stegulețe comportarea răspunsului liber al circuitului; acesta se poate observa experimental, de exemplu, excitând intrarea cu un puls mult mai scurt decât perioada de oscilație. De multe ori suntem interesați de cu totul alt experiment: aplicarea la intrare a unei excitații sinusoidale **care are chiar frecvența de rezonanță**  $\omega_n$  și urmărirea regimului tranzitoriu. Comportarea circuitului arată atunci ca cea din Fig. 14.30.

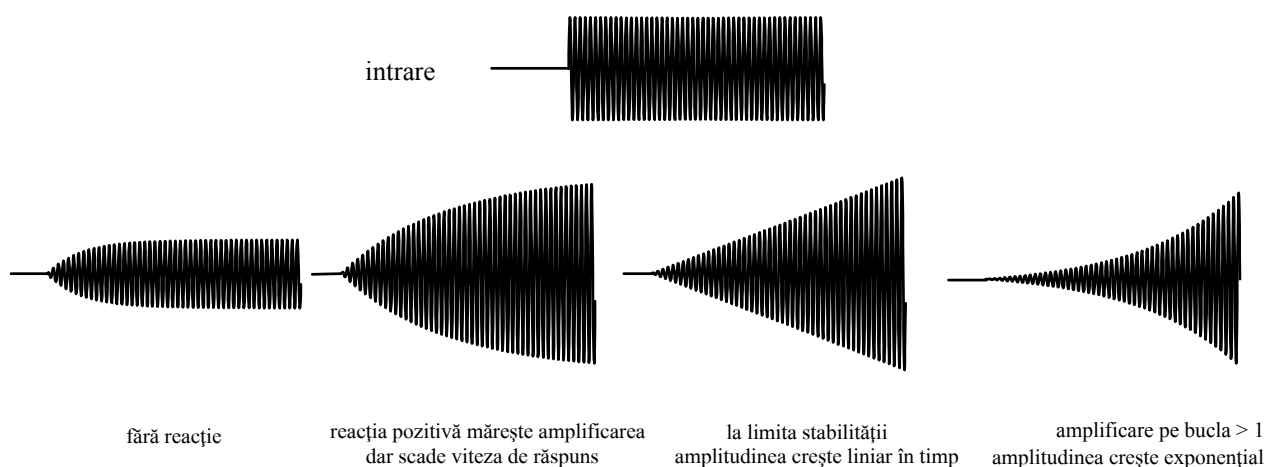


Fig.14.30. Răspunsul tranzitoriu al circuitului, atunci când este excitat sinusoidal la frecvența de rezonanță.

Fără reacție, amplitudinea tinde la valoarea de la regim permanent după o exponențială, constanta de timp a acesteia fiind aproximativ egal cu inversul benzii de trecere. Reacția pozitivă mărește amplificarea dar face și curba de rezonanță mai selectivă, crescând factorul de calitate: în consecință banda de trecere se îngustează și circuitul ajunge mai încet la regimul permanent. Atunci când amplificarea pe buclă devine unitară (limita stabilității), amplitudinea semnalului de ieșire crește nemărginit, **liniar cu timpul**. Când amplificarea pe buclă depășește valoarea unitară, creșterea amplitudinii se face exponențial.

## 2.B. Oscilatoare sinusoidale

Dacă la frecvența  $\omega_n$  reacția este pozitivă și amplificarea pe buclă este exact unitară, circuitul cu reacție funcționează ca un oscilator sinusoidal: fără să primească vreun semnal din exterior el produce la ieșire o formă de undă sinusoidală cu frecvența  $\omega_n$ .

### Cît de stabilă este frecvența de oscilație

Întodeauna lucrurile sunt simple în teorie : oscilația sinusoidală permanentizată poate exista numai la frecvența la care funcția  $BA_0(\omega)$  este reală și numai dacă valoarea lui  $BA_0(\omega)$  la acea frecvență este exact egală cu unitatea. În consecință, frecvența de oscilație ar trebui să fie constantă. În practică însă, prelucrarea semnalului de către bucla de reacție este însoțită de contaminarea lui cu zgomot. Acest proces este echivalent cu o variație aleatoare, de foarte mică amplitudine, a **fazei semnalului**, astfel încît condiția de oscilație  $BA_0(\omega) = \text{real}$ , este îndeplinită acum la o valoare a frecvenței care evoluează aleatoriu în jurul lui  $\omega_n$ . Cu cît variația fazei lui  $A_0(\omega)$  în jurul lui  $\omega_n$  este mai abruptă, cu atît frecvența de oscilație va fi mai puțin perturbată de către acest proces de zgomot. O variație mai abruptă a fazei înseamnă, de fapt, un filtru mai selectiv (cu factor de calitate  $Q$  mai mare) montat pe calea directă.

Frecvența de oscilație este cu atît mai stabilă pe termen scurt cu cît filtrul trece bandă este mai selectiv (are un factor de calitate mai ridicat).

În principiu putem construi oscilatoare cu filtre trece bandă oricît de neselective, deoarece reacția pozitivă aduce oricum polii pe axa imaginară, făcînd ca factorul de calitate **cu reacție** să aibă valoarea infintă. Rezultatul discuției anterioare explică de ce trebuie să utilizăm, totuși, filtre cît mai selective, dacă dorim ca frecvența de oscilație să fie stabilă pe termen scurt.

Am spus "pe termen scurt" pentru că, la durate de observare mari, apare un alt fenomen supărător: datorită modificării imperceptibile a condițiilor ambiante și a îmbătrînirii componentelor, întreaga curbă de rezonanță a filtrului se deplasează pe axa frecvențelor, valoarea frecvenței  $\omega_n$  suferind o **derivă (drift** în limba engleză).

Oscilatoarele cu rezonator de cuarț (termostate) oferă o stabilitate foarte bună pe termen scurt și acceptabilă pe termen mediu și lung. Spre deosebire de acestea, oscilatoarele bazate pe rezonanțe atomice (maseri activi cu hidrogen sau rubidiu) au stabilități acceptabile pe termen scurt dar ating stabilități impresionante pe termen lung, variația relativă de frecvență apropiindu-se de nivelul a  $10^{-16}$ . Pentru comparație, un oscilator cu elemente RLC abia dacă ajunge pe la  $10^{-4}$ .

### Oscilatorul cu rețea Wien

În exemplul precedent am considerat că filtrul trece bandă este conectat pe calea directă iar amplificatorul neselectiv este intercalat pe calea inversă. Asta este situația, de obicei, în radiofrecvență unde se realizează amplificatoare selective montînd circuite LC paralel în colectoarele tranzistoarelor. Putem realiza însă și oscilatoare la care lucrurile să fie pe dos: filtrul trece-bandă să fie legat pe cale inversă iar amplificatorul de pe calea directă să fie neselectiv. Vom studia acum un astfel de exemplu, utilizat la joasă frecvență.

La frecvențe mici, inductanțele necesare pentru filtre LC sunt exagerat de mari și se utilizează circuite RC. Un asemenea circuit selectiv RC este rețeaua Wien din Fig. 14.31 a), pe care o vom conecta pe calea inversă. Dacă este excitată cu o sursă ideală de tensiune și la ieșirea sa nu este conectată vreo sarcină, amplificarea sa rezultă a fi

$$B(s) = \frac{\omega_o s}{s^2 + 3s\omega_o + \omega_o^2}, \tag{14.17}$$

cu  $\omega_o = 1/(RC)$ ; ea are doi poli reali negativi, așa cum și trebuie să aibă un circuit RC. Amplificarea la semnal sinusoidal se obține punând  $s \rightarrow j\omega$  și este

$$B(\omega) = \frac{j\omega/\omega_o}{1 - \omega^2/\omega_o^2 + 3j\omega/\omega_o}. \tag{14.18}$$

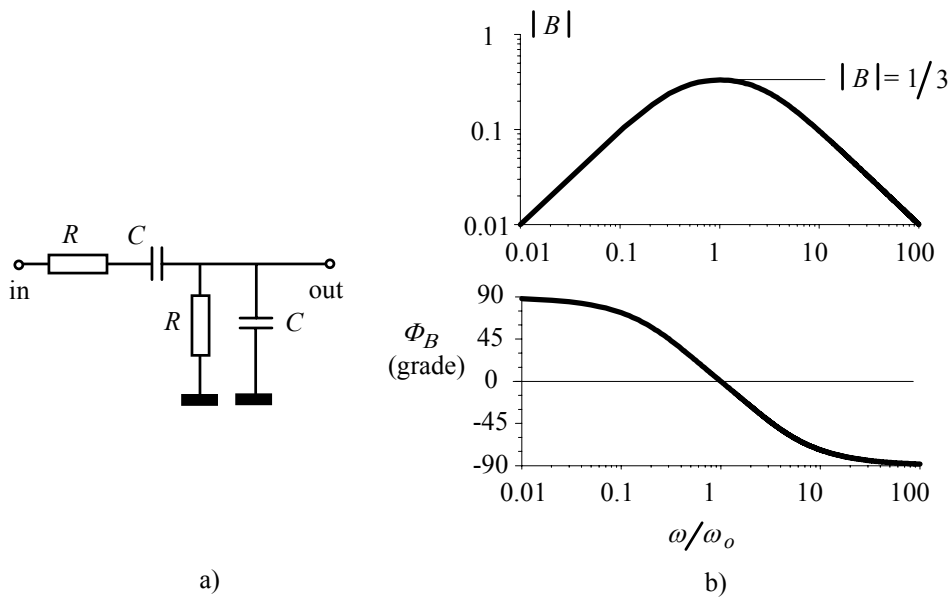


Fig. 14.31. Rețeaua Wien (a) și dependența de frecvență a amplificării și fazei sale.

Modulul ei este reprezentat în Fig. 14.31 b); el atinge valoarea maximă la  $\omega_n$ , amplificarea fiind acolo exact  $1/3$ . La această frecvență, faza, reprezentată în desenul b), este zero. Deși nu este un circuit rezonant (cu poli complecși), rețeaua Wien este un filtru trece bandă. Amplificarea sa este reală numai la  $\omega = \omega_n$ , modulul său atingând acolo valoarea maximă  $1/3$ . Faza este zero la această frecvență, rețeaua Wien neinversând semnalul.

Pentru a obține oscilații trebuie să obținem amplificare pe buclă unitară; cum rețeaua Wien are amplificarea  $1/3$  subunitară, avem nevoie de un amplificator neselectiv, care să nu inverseze semnalul, pe care să-l montăm pe calea directă. Ajungem, astfel la oscilatorul cu rețea Wien din Fig. 14.32.

Avem, de data aceasta, amplificarea  $A_0$  reală și independentă de frecvență și factorul de reacție  $B(\omega)$  complex, cu o comportare trece-bandă. Dar condiția de oscilație se referă la produsul acestor amplificări, care este amplificarea globală pe buclă  $B(\omega) \cdot A_0 = 1$ . Ea poate fi îndeplinită numai la

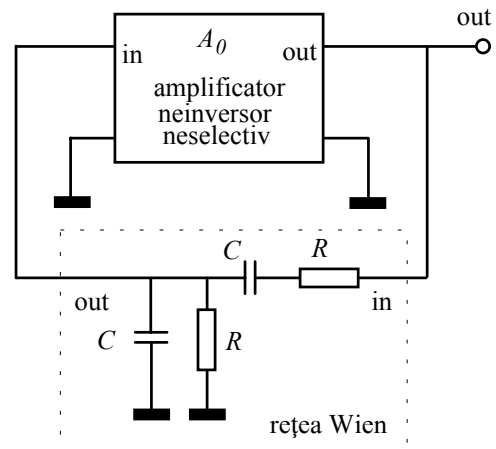


Fig. 14.32. Oscilator sinusoidal cu rețea Wien.

$$\omega_o = \frac{1}{RC} \quad (14.19)$$

deoarece numai acolo factorul  $B(\omega)$  este real. Cum el are la această frecvență valoarea  $1/3$ , rezultă condiția de amorsare a oscilației

$$A_0 \geq 3. \quad (14.20)$$

Expresia funcției de transfer pentru rețeaua Wien a fost dedusă în ipoteza excitării sale cu o sursă ideală de tensiune (cu rezistență internă nulă) și a absenței rezistenței de sarcină (ieșirea rețelei Wien operată în gol). Pentru a ne apropia de aceste condiții, amplificatorul pe care l-am montat pe calea directă trebuie să aiba niște performanțe deosebite:

-impedanță de ieșire foarte mică, pentru ca ieșirea sa să se comporte ca o sursă de tensiune aproape ideală;

-impedanță de intrare foarte mare, pentru a nu absorbi un curent semnificativ din rețeaua Wien.

Asemenea performanțe se obțin comod cu **amplificatoare operaționale**, niște amplificatoare sub formă de circuite integrate. Ele se reprezintă prin simbolul triunghiular din Fig. 14.33 și au, în afara bornelor de alimentare cu tensiunile  $+V_{alim}$  și  $-V_{alim}$  (nefigurate pe schemă), două borne de intrare și una de ieșire. Vom studia pe larg amplificatoarele operaționale în alt capitol; acum este suficient să știm că subcircuitul încadrat cu dreptunghi punctat funcționează ca un amplificator neselectiv, îndeplinește cu prisosință condițiile asupra impedanțelor discutate mai sus și are amplificarea

$$A_0 = 1 + \frac{R_2}{R_1}. \quad (14.21)$$

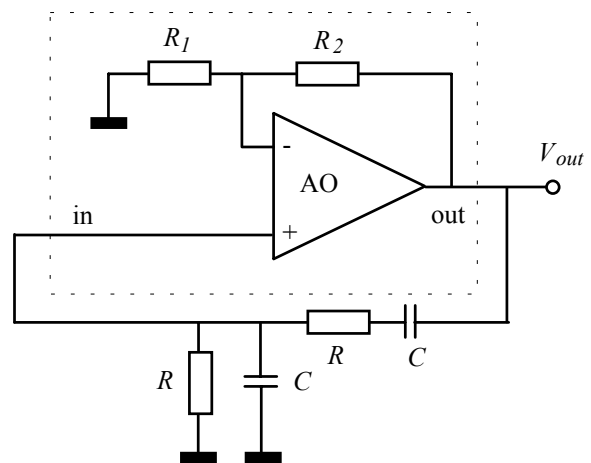


Fig. 14.33. Oscilator sinusoidal cu amplificator operațional și rețea Wien.

Rezultă, de aici, condiția de apariție a oscilațiilor

$$R_2 \geq 2R_1 \quad (14.22)$$

### Stabilizarea amplitudinii oscilației

Pentru ca amplitudinea oscilației sinusoidale să rămână constantă, polii funcției de transfer cu reacție trebuie să se găsească **exact** pe axa imaginară, adică amplificarea pe buclă la frecvența de rezonanță trebuie să fie **exact** unitară. În realitate, nici o mărime fizică nu poate fi reglată la o anumită valoare cu precizie absolută. Chiar dacă am aranja la un moment dat ca amplificarea pe buclă să fie exact unitară, deriva în timp și cu temperatura a componentelor, modificarea imperceptibilă a condițiilor experimentale, vor face ca amplificarea să ajungă imediat puțin mai mică decât 1 (și oscilația se stinge) sau puțin mai mare decât 1 și amplitudinea oscilației începe să crească exponențial în timp. Este ca și cum, axa imaginară având grosime zero, polii nu pot rămâne acolo "căzînd" fie în semiplanul stîng, fie în cel drept.



Pentru amorsarea sigură a oscilației trebuie să aranjăm ca  $BA_0(\omega_n) > 1$  (îndeplinirea condiției de oscilație cu o rezervă suplimentară de amplificare).

Astfel, circuitul va începe să oscileze la o perturbație cât de mică (de exemplu la conectarea alimentării) și amplitudinea oscilației va crește exponențial. Dacă circuitul continuă să se comporte perfect liniar și la aceste amplitudini, amplificarea  $A_0(\omega_n)$  nedepinzînd de mărimea semnalului, amplitudinea oscilației va continua să crească, ducînd circuitul în limitare datorită intrării în saturație sau blocare a tranzistoarelor. Forma de undă este puternic distorsionată, devenind aproape dreptunghiulară, așa cum se vede în Fig. 14.34.

Imaginați-vă acum un spiriduș care trage tot timpul cu ochiul la semnalul de ieșire, propunîndu-și să-l mențină la o amplitudine constantă (Fig. 14.35 a). Dacă perechea de poli a trecut în semiplanul drept și amplitudinea are tendința să crească, spiridușul micșorează imediat valoarea absolută a amplificării  $A_0(\omega_n)$  cu ajutorul unui banal potențiomtru. În consecință, amplificarea pe buclă  $BA_0(\omega_n)$  este readusă la valoarea unitară și polii sunt readuși rapid pe axa imaginară unde  $BA_0(\omega_n) = 1$ . Din contră, dacă perechea de poli a alunecat în semiplanul stîng și amplitudinea are tendința să scadă, spiridușul rotește potențiomtrul în sensul celălalt. Rezultatul activității spiridușului este menținerea perechii de poli pe axa imaginară și păstrarea constantă a amplitudinii oscilației.

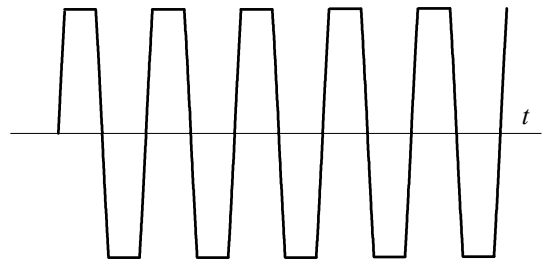


Fig. 14.34. Limitarea oscilațiilor în cazul în care amplificarea pe buclă este supraunitară.

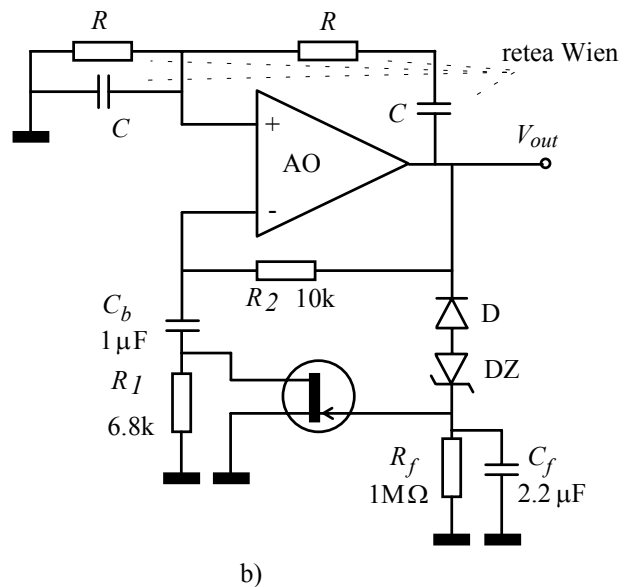
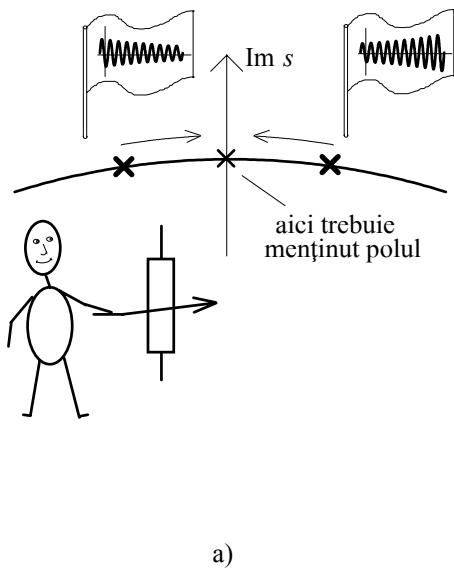


Fig. 14.35. a) Prin reglarea continuă a amplificării pe buclă, spiridușul aduce mereu perechea de poli pe axa imaginară (în desen nu apare decît polul cu parte imaginară pozitivă). b) Circuit practic pentru stabilizarea amplitudinilor oscilațiilor (atenție, bornele de intrare ale amplificatorului operațional au fost desenate în alte poziții decît în Fig. 14.33, acum rețeaua Wien aparînd în partea superioară a desenului).

În practică, potențiomtrul este înlocuit cu un divizor cu tranzistor cu efect de cîmp, ca în oscilatorul cu rețea Wien din desenul b) al figurii; pe post de spiriduș lucrează un comparator de tensiune, realizat în

exemplul nostru cu o diodă Zener. Întrucît trebuie comparată o amplitudine (și nu o valoare instantanee) oscilația este mai întîi convertită într-un nivel continuu cu un circuit asemănător redresorului, realizat cu dioda D și condensatorul de filtrare  $C_f$ . La frecvența de oscilație, condensatorul  $C_b$  are reactanța neglijabilă; în absența oscilației poarta tranzistorului este la masă și rezistența lui drenă-sursă, de cîteva sute de  $\Omega$ , scurtcircuitează practic rezistența  $R_1$  astfel încît condiția de amorsare a oscilației  $R_2 \geq 2R_1$  este îndeplinită cu prisosință. La creșterea amplitudinii oscilației peste valoarea de prag a diodei Zener, circuitul de redresare începe să funcționeze și pe poarta tranzistorului apare o tensiune negativă, cu modulul din ce în ce mai mare. Rezultatul este blocarea graduală a tranzistorului prin mărirea rezistenței drenă-sursă. Procesul se stabilizează atunci cînd combinația  $R_1$  în paralel cu  $R_{DS}$  ajunge egală cu  $R_2/2 = 5 \text{ k}\Omega$  și amplificarea pe buclă devine unitară.

Această metodă este utilizată la oscilatoarele profesionale. De multe ori însă, pentru simplificarea circuitului, același dispozitiv este pus să îndeplinească mai multe funcții. De exemplu, becul cu incandescență din Fig. 14.36 a) se încălzește mai mult sau mai puțin după cît de mare este amplitudinea oscilației, mărindu-și sau, respectiv, micșorîndu-și rezistența  $R_1$ . La rîndul ei, variația rezistenței filamentului duce la modificarea amplificării  $A_0 = 1 + R_2/R_1$ , menținînd amplitudinea oscilației constantă.

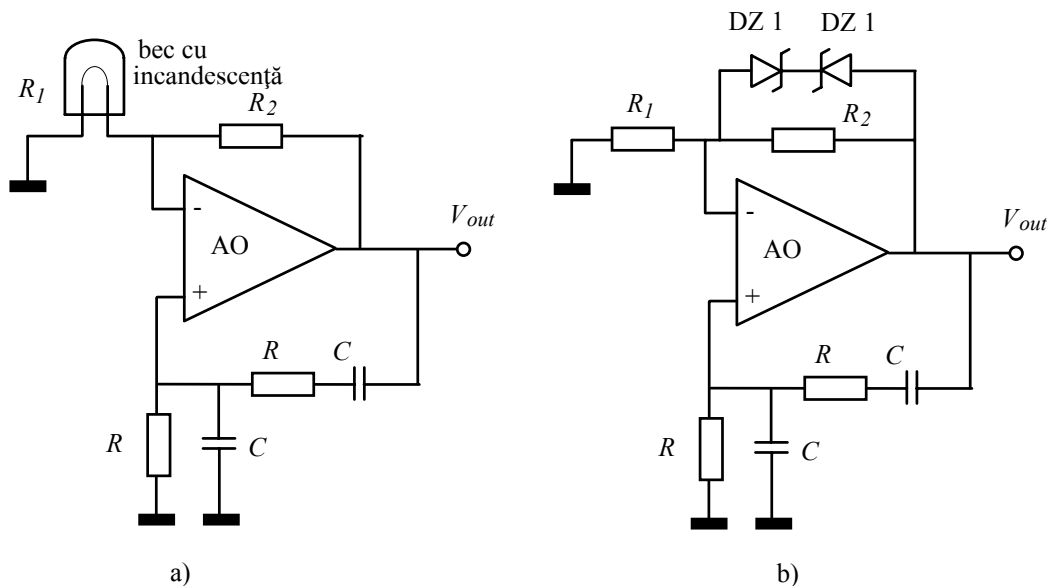


Fig. 14.36. Variante simple pentru stabilizarea amplitudinilor oscilațiilor.

La circuitul din desenul b) al figurii, stabilizarea amplitudinii este realizată prin montarea în paralel pe rezistența  $R_2$  a două diode Zener. Cînd amplitudinea tensiunii pe această rezistență (egală cu  $2/3$  din amplitudinea de la ieșire) depășește tensiunea  $V_Z + 0.6 \text{ V}$ , diodele încep să conducă și rezistența lor dinamică apare în paralel pe  $R_2$ . Este ca și cum  $R_2$  s-ar fi micșorat, ceea ce conduce la scăderea amplificării  $A_0 = 1 + R_2/R_1$ . Deși funcționarea este mai sigură decît a sistemului cu bec incandescent (care răspunde lent din cauza inerției termice a becului), neliniaritatea diodelor va produce o distorsionare a formei de undă, care nu mai este perfect sinusoidală. Cu cît am ales  $A_0 = 1 + R_2/R_1$  mai mare decît 1 pentru a fi siguri că oscilația se amorsează, cu atît diodele vor trebui să se deschidă mai mult pentru a "micșora" pe  $R_2$  și sinusoida va fi mai aplatizată la vîrfuri.

În cazul oscilatoarelor LC, utilizate la înaltă frecvență, factorul de calitate al circuitului rezonant montat în colectorul tranzistorului (Fig. 14.37 a) ajunge la valori de ordinul sutelor. Circuitul rezonant este excitat practic de o sursă de curent, așa cum se vede în circuitul echivalent din desenul b). Mecanismul de limitare este mai complicat și este legat de intrarea în saturație a tranzistorului, atunci când potențialul colectorului, evoluind în jurul valorii tensiunii de alimentare, ajunge sub potențialul constant al emitorului. Atunci curentul de colector își schimbă sensul, avînd o formă de undă foarte curioasă, ca în desenul c).

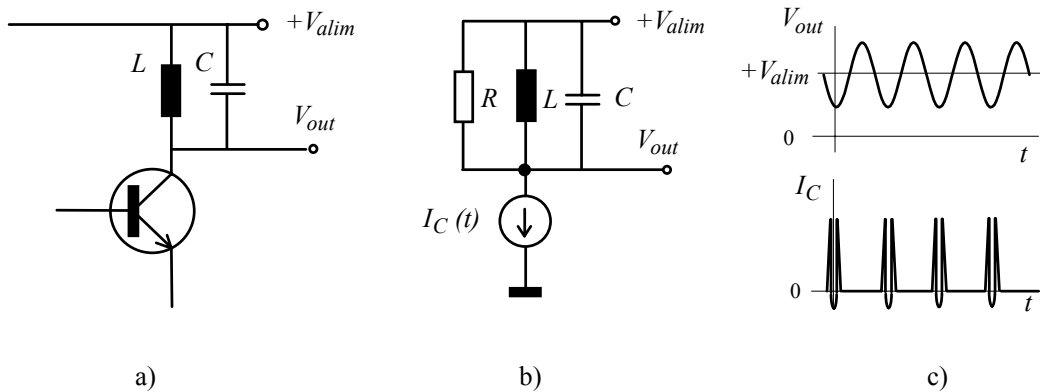


Fig. 14.37. Limitarea amplitudinii la oscilatoarele de înaltă frecvență: circuitul rezonant din colectorul tranzistorului (a), schema sa echivalentă (b) și evoluția curentului de colector și a potențialului ieșirii (c).

Cu toate acestea, impedanța din colector fiind extrem de selectivă, este foarte mică la frecvențele armonicilor acestei forme de undă și în tensiunea de colector ele se regăsesc cu amplitudini foarte reduse (un filtru cu  $Q = 100$  atenuază de 150 de ori armonica doua în raport cu fundamentală în timp ce armonica a treia este atenuată de 267 de ori). Rezultatul este că, deși curentul are o evoluție foarte diferită de una sinusoidală, potențialul colectorului evoluează practic sinusoidal. Limitarea amplitudinii se face, deci, cu distorsiuni acceptabil de mici. Dacă am miza pe același lucru la o rețea Wien, rezultatul ar fi dezamăgitor: armonica a doua nu este atenuată decât de 1.12 ori, iar armonica a treia de 1.5 ori.

## Enunțuri frecvent utilizate

(atît de frecvent încît merită să le memorați)

-La un filtru trece bandă, amplificarea este reală (defazajul nul sau  $180^\circ$ ) la o anumită frecvență din banda de trecere; pentru filtrele de ordinul doi (de exemplu RLC), aceasta se întîmplă chiar la frecvența naturală  $\omega_n$ .

-Dacă bucla de reacție constă dintr-un astfel de filtru și un amplificator neselectiv, atunci amplificarea pe buclă este reală numai la frecvența specificată mai sus.

-La această frecvență putem vorbi despre caracterul pozitiv sau negativ al reacției; ne referim în continuare numai la cazul reacției pozitive,  $BA_0(\omega_n) > 0$ .

-Dacă valoarea amplificării pe buclă este subunitară,  $BA_0(\omega_n) < 1$ , răspunsul liber al circuitului cu reacție este o sinusoidă a cărei amplitudine se stinge exponențial; cu cît amplificarea pe buclă este mai mare, cu atît constanta de timp a exponențialei crește, regimul liber durînd mai mult.

-Dacă valoarea amplificării pe buclă este supraunitară,  $BA_0(\omega_n) > 1$ , circuitul cu reacție este instabil, răspunsul său liber fiind o sinusoidă a cărei amplitudine crește exponențial. Cu cît amplificarea pe buclă este mai mare, cu atît exponențiala crește mai rapid.

-Pentru filtrele trece bandă de ordinul doi, creșterea prea mare a amplificării pe buclă (peste valoarea 2), face ca răspunsul liber să nu mai fie oscilant, crescînd monoton și nemărginit.

-La valoarea critică  $BA_0(\omega_n) = 1$  putem avea la ieșirea circuitului cu reacție o sinusoidă cu amplitudine constantă, în absența semnalului de la intrare, circuitul devenind un oscilator sinusoidal.

-Stabilirea unui asemenea regim este posibilă doar dacă semnalul, după parcurgerea întregii bucle, se regăsește identic cu el însuși, ca amplitudine și ca fază; numai un semnal pur sinusoidal poate îndeplini această condiție deoarece numai el nu este deformat de circuitele liniare.

-Condiția anterioară se scrie în general  $B(\omega)A_0(\omega) = 1$ , este o relație între numere complexe și este cunoscută drept condiția de oscilație Barkhausen.

-Deși pentru a obține un oscilator se poate utiliza un filtru trece-bandă oricît de neselectiv, frecvența de oscilație este cu atît mai stabilă pe termen scurt cu cît filtrul este mai selectiv (are factorul de calitate  $Q$  mai mare).

-La radio frecvență se pot realiza cu circuite LC amplificatoare foarte selective, cu factorul de calitate ajungînd pe la 100, amplificatoare care se pot monta pe calea directă a circuitului cu reacție.

-Pentru frecvențe joase, valorile necesare pentru inductanțe sunt prea mari și se utilizează, de regulă, circuite RC, care sunt mult mai puțin selective (sunt nerezonante, avînd poli reali și nu complecși). Un asemenea circuit este rețeaua Wien.

-Dacă este excitată de o sursă ideală de tensiune și operată cu ieșirea în gol, amplificarea rețelei Wien are modulul de valoare  $1/3$  la frecvența unde defazajul este nul (la maximul amplificării). -

Pentru a construi un oscilator cu rețea Wien mai avem nevoie de un amplificator neinvertor cu impedanță de intrare foarte mare, impedanță de ieșire foarte mică și amplificare de tensiune egală cu 3; asemenea amplificatoare se pot realiza comod cu amplificatoare operaționale.

-Amplitudinea oscilației este constantă numai dacă  $BA_0(\omega_n)$  este exact egală cu unitatea; cum această condiție nu se poate păstra de la sine în timp datorită derivei componentelor, este necesară stabilizarea amplitudinii oscilației, în caz contrar aceasta stingînd-se sau devenind distorsionată.

-La oscilatoarele de radiofrecvență, deși curentul tranzistorului evoluează după o formă de undă foarte diferită de una sinusoidală, datorită selectivității impedenței din colector, forma tensiunii de ieșire este foarte aproape de cea sinusoidală. Cum la joasă frecvență filtrele RC sunt foarte puțin selective, la aceste oscilatoare sunt necesare măsuri speciale pentru stabilizarea amplitudinii oscilației.

## Termeni noi

<b>-oscilator sinusoidal</b>	circuit care produce la ieșire un semnal sinusoidal fără să fie nevoie să primească alt semnal din exterior;
<b>-condiția de oscilație Barkhausen</b>	condiția ca un circuit cu reacție pozitivă să fie la limita stabilității: $B(\omega)A_0(\omega) = 1$ ; în această situație poate exista un semnal sinusoidal permanent la ieșire în absența semnalului de intrare;
<b>-rețea Wien</b>	un anumit circuit, compus din două rezistențe cu valori egale și două condensatoare, de asemenea cu valori egale care are o comportare de filtru trece bandă;
<b>-oscilator cu rețea Wien</b>	oscilator sinusoidal care este compus dintr-un amplificator neinvertor și o rețea Wien în rolul circuitului selectiv;
<b>-amplificatoare operaționale</b>	amplificatoare sub forma de circuite integrate cu amplificare de tensiune foarte mare, destinate să lucreze cu reacție negativă; au intrare diferențială, impedanță de intrare mare, impedanță de ieșire mică și o bandă de trecere care începe de la frecvența zero;
<b>-limitarea amplitudinii oscilației</b>	stoparea creșterii amplitudinii oscilației datorită atingerii limitelor regimului liniar, de exemplu prin limitarea potențialului de ieșire al unui amplificator operațional la valorile tensiunilor de alimentare;
<b>-stabilizarea amplitudinii oscilației</b>	menținerea, printr-un anumit mecanism, a amplificării pe buclă la valoarea unitară, astfel încât amplitudinea oscilației sinusoidale să fie constantă;

## Problemă rezolvată

Circuitul din Fig. 14.38 este numit rețea Wien.

a) Calculați funcția de transfer Laplace (amplificarea în tensiune), dacă la ieșire nu este cuplată vreo sarcină. Particularizați expresia ei pentru cazul  $R_1 = R_2 = R$  și  $C_1 = C_2 = C$  și desenați harta poli-zero-uri pentru această funcție de transfer.

b) Aflați funcția de transfer Fourier (răspunsul în frecvență) și determinați defazajul la frecvențe mici, defazajul la frecvențe mari și frecvența la care defazajul este nul.

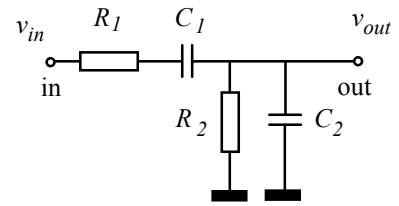


Fig. 14.38.

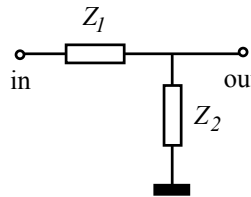
### Rezolvare

a) Gruparea serie  $R_1 C_1$  poate fi înlocuită cu o impedanță  $Z_1$ . Valoarea ei se obține prin adunarea celor două impedanțe Laplace, a rezistorului și a condensatorului

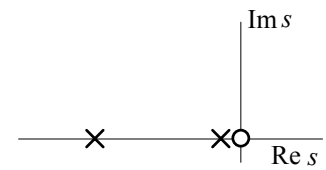
$$Z_1 = R_1 + \frac{1}{sC_1} = \frac{1 + sR_1 C_1}{sC_1}.$$

Același lucru îl putem face și pentru gruparea paralel; impedanța ei  $Z_2$  se obține împărțind produsul la sumă

$$Z_2 = \frac{R_2 \cdot 1/sC_2}{R_2 + \frac{1}{sC_2}} = \frac{R_2}{1 + sR_2 C_2}.$$



a)



b)

Fig. 14.39.

Mai departe, lucrurile sunt simple, avem un banal divizor (Fig.14.39 a) și scriem amplificarea cu regula de trei simplă

$$A(s) = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} = \frac{sR_2 C_1}{(1 + sR_1 C_1)(1 + sR_2 C_2) + sR_2 C_1}$$

Pentru simplificare notăm  $\tau_1 = R_1 C_1$ ,  $\tau_2 = R_2 C_2$  și  $\tau_{21} = R_2 C_1$ ; efectuând înmulțirea la numitor și grupând după puterile lui  $s$ , obținem

$$A(s) = \frac{s\tau_{21}}{s^2 \tau_1 \tau_2 + s(\tau_1 + \tau_2 + \tau_{21}) + 1}.$$

Discriminantul numărătorului este  $(\tau_1 + \tau_2 + \tau_{21})^2 - 4\tau_1 \tau_2 = (\tau_1 - \tau_2)^2 + 2\tau_{21}(\tau_1 + \tau_2)$ , todeauna pozitiv. Aceasta înseamnă că rădăcinile numitorului, adică polii funcției de transfer, sunt obligatoriu **reali**. Cu puțin efort am putea arăta că ei sunt negativi.

Să particularizăm acum pentru valori egale,  $R_1 = R_2 = R$  și  $C_1 = C_2 = C$ :

$$A(s) = \frac{s\tau}{s^2\tau^2 + 3s\tau + 1}$$

Acum merită să trecem la notația cu  $\omega_o = 1/\tau = 1/(RC)$  și avem

$$A(s) = \frac{s\omega_o}{s^2 + 3s\omega_o + \omega_o^2}$$

Polii funcției de transfer sunt rădăcinile ecuației  $s^2 + 3s\omega_o + \omega_o^2 = 0$ ; ei sunt

$$p_{1,2} = -3\omega_o \pm \omega_o\sqrt{5} = -\omega_o(3 \mp 2.24)$$

adică la  $-5.24\omega_o$  și  $-0.76\omega_o$ . Numărătorul are o singură rădăcină, la  $s = 0$  (în originea planului complex). În consecință, funcția de transfer are un zero în origine. Cu acestea, harta poli zero-uri arată ca în Fig. 14.39 b).

**b)** Funcția de transfer Fourier se obține din cea Laplace cu înlocuirea  $s = j\omega$ . Obținem astfel amplificarea

$$A(\omega) = \frac{j\omega\omega_o}{\omega_o^2 - \omega^2 + 3j\omega\omega_o} = \frac{j\omega/\omega_o}{1 - \omega^2/\omega_o^2 + 3j\omega/\omega_o}$$

La frecvențe  $\omega \ll \omega_o$  numitorul este practic egal cu 1 și

$$A(\omega) \cong j\omega/\omega_o.$$

Aflarea fazei unui număr complex este o operație pîndită de capcana utilizării funcției arctangentă. Pentru a nu greși, cel mai bine este să desenăm "poziția" acestui număr în planul complex și să ne aducem aminte că unghiurile se măsoară de la axa reală. Cum  $\omega/\omega_o > 0$ , poziția acestui număr complex este pe axa imaginară, ca în Fig. 14.40 a). În concluzie, defazajul introdus de rețeaua Wien este la frecvențe joase aproximativ  $+90^\circ$ .

Pe de altă parte, la frecvențe  $\omega \gg \omega_o$  numitorul este dominat de termenul pătratic, astfel încît

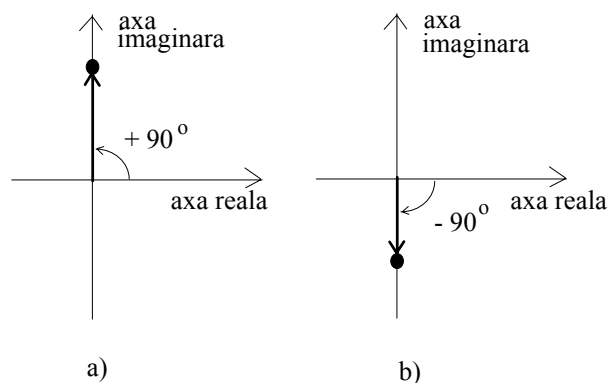


Fig. 14.40.

$$A(\omega) \cong -j\omega_o/\omega;$$

poziția acestui număr este tot pe axa imaginară (desenul b al figurii) dar faza lui este  $-90^\circ$ .

Căutăm acum frecvența la care faza amplificării este zero, adică amplificarea

$$A(\omega) = \frac{j\omega/\omega_0}{1 - \omega^2/\omega_0^2 + 3j\omega/\omega_0}$$

este pur reală. Numărătorul fiind pur imaginar, fracția nu poate fi reală decât dacă și numitorul este pur imaginar. Aceasta se întâmplă dacă partea sa reală devine zero; această condiție conduce imediat la  $\omega = \omega_0$ . În consecință, faza amplificării este zero la frecvența  $\omega = \omega_0$ .

## Probleme propuse

**P 14.2.1.** Un circuit cu reacție selectivă pozitivă are pe calea inversă o rețea Wien cu funcția de transfer

$$\beta(s) = \frac{\omega_0 s}{s^2 + 3s\omega_0 + \omega_0^2}$$

iar pe calea directă un amplificator neselectiv cu amplificarea  $A_0$  reală. Amplificarea  $A_0$  este crescută progresiv, începînd de la valoarea zero.

a) La ce valoare a lui  $A_0$  polii circuitului cu reacție devin complecși ?

b) Care este valoarea a lui  $A_0$  pentru care polii circuitului cu reacție ajung pe axa imaginară ? Cum se comportă circuitul cu reacție în acest caz ?

c) Creșteți mai mult amplificarea  $A_0$ ; la ce valoare a sa polii circuitului cu reacție redevin reali ?

Cum va fi atunci răspunsul liber al circuitului cu reacție ?

**P 14.2.2.** În circuitul cu reacție din problema precedentă înlocuim rețeaua Wien cu un circuit chiar mai neselectiv decât ea: un filtru de bandă largă realizat prin cascada a unuia trece jos cu unul trece sus. Pentru a nu modifica prea mult problema, păstrăm la  $1/3$  amplificarea în bandă, ca la rețeaua Wien. Astfel, funcția de transfer de pe calea inversă este

$$B(s) = \frac{1}{3} \frac{\omega_h}{s + \omega_h} \frac{s}{s + \omega_l}$$

cu frecvența de tăiere superioară  $\omega_h = 10^4$  rad/s și frecvența de tăiere inferioară  $\omega_l = 10^2$  rad/s. Din nou, amplificarea  $A_0$  este crescută progresiv, începînd de la valoarea zero.

a) La ce valoare a amplificării  $A_0$  polii circuitului cu reacție devin complecși ?

b) La ce valoare a lui  $A_0$  polii circuitului cu reacție ajung pe axa imaginară ? Pe ce frecvență va oscila circuitul cu reacție în acest caz ? Indicație: frecvența oscilației răspunsului liber este egală cu partea imaginară a polilor.

**P 14.2.3.** Gîndiți-vă acum că nu puteți controla experimental foarte precis valoarea amplificării  $A_0$  care dictează mișcarea polilor în planul complex și comparați cele două oscilatoare din problemele anterioare din punctul de vedere al sensibilității poziției polilor la variația lui  $A_0$ . Indicație: aveți două situații speciale, cea în care polii devin complecși și cea în care ei ajung pe axa imaginară; comparați variațiile relative ale lui  $A_0$  necesare pentru a trece de la o situație la alta.



## Lucrare experimentală

### Experimentul 1. Oscilatorul cu rețea Wien

Aveți pe planșetă cele două blocuri necesare pentru construirea unui astfel de oscilator: o rețea Wien și un amplificator neinversor realizat în jurul unui amplificator operațional (Fig.14.41). Expresia amplificării acestuia din urmă este  $A_0 = 1 + R_2/R_1$  și dumneavoastră o puteți regla gradual, cu ajutorul potențiometrului  $R_2$ , între valoarea 1 și 3.3. După ce v-ați desenat schema și ați alimentat planșeta, puteți începe experimentul.

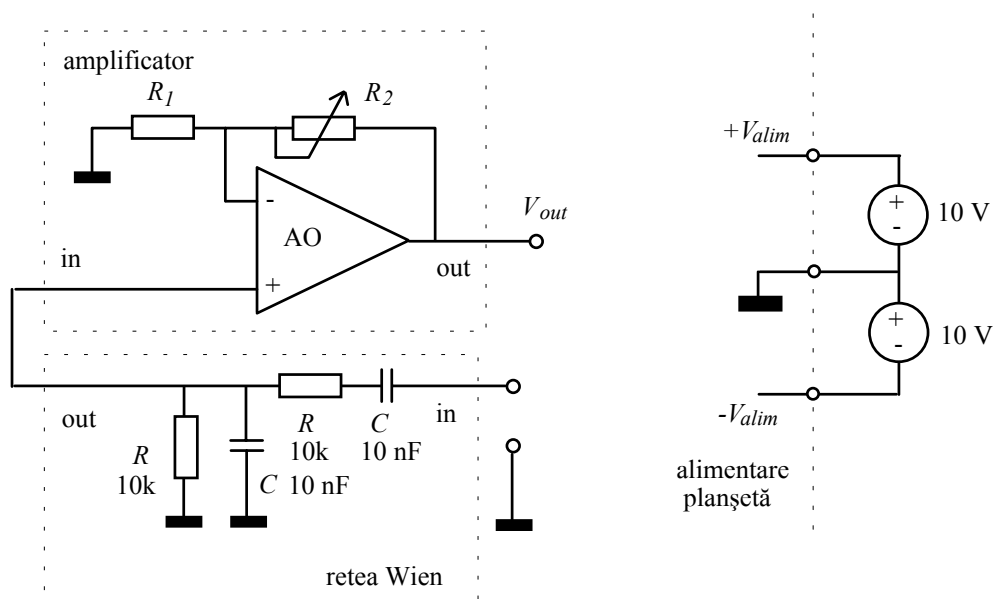


Fig. 14.41.

#### a) Rețeaua Wien

Aveți valorile rezistenței și capacității utilizate la rețeaua Wien; calculați mai întâi frecvența  $f_o = \omega_o/2\pi$  (în hertzi) la care vă așteptați ca defazajul să fie zero și amplificarea să fie maximă. Apoi rotiți potențiometrul  $R_2$  în sens antiorar pînă la poziția extremă, stabilind la 1 valoarea amplificării  $A_0$ . Verificați ca legătura între intrarea rețelei Wien și ieșirea amplificatorului să fie întreruptă și aplicați la intrarea rețelei Wien un generator de semnal sinusoidal cu amplitudinea în jur de 1 V și frecvența apropiată de valoarea pe care ați calculat-o pornind de la valorile componentelor.

Urmăriți cu un osciloscop semnalul aplicat la intrarea rețelei, semnalul de la ieșirea sa și semnalul de la ieșirea amplificatorului; convingeți-vă ca amplificarea  $A_0$  este unitară. Apoi lăsați osciloscopul la ieșirea amplificatorului și modificați frecvența generatorului de semnal pînă găsiți poziția la care semnalul de ieșire are amplitudine maximă. Cum  $A_0$  este unitară, ceea ce măsurați este răspunsul rețelei Wien. Determinați, astfel, valoarea maximă a amplificării sale. Modificați apoi frecvența, acoperind o decadă în jos și una în sus, și măsurați amplificarea la valori ale frecvenței care merg în secvența 1; 2; 5; 10; ..... În plus, măsurați amplificarea la  $\frac{2f_o}{2}$  și  $\frac{f_o}{2}$ . Cu aceste date, trasați diagrama amplificării în funcție de frecvență atât în coordonate liniare (cu frecvența pînă la  $\frac{2f_o}{2}$ ) cît și în coordonate dublu logaritmice.

Ar mai trebui să investigați și defazajul introdus de rețeaua Wien. Dacă aveți un osciloscop cu două canale, vizualizați simultan semnalele de intrare și ieșire (e bine ca baleierea să se facă pe modul "choppat" și nu alternat). Dacă osciloscopul dumneavoastră are numai un canal, utilizați un truc: treceți osciloscopul pe modul XY și controlați deplasările pe cele două axe cu semnalele sinusoidale ale căror faze doriți să le comparați. Veți obține cea mai simplă figură Lissajoux, o elipsă (Fig. 14.42 a). La defazaj nul ea trece într-o dreaptă (Fig. 14.42 b). Cu oscilația de pe axa Y în avans cu  $90^\circ$  elipsa are axele sale orientate pe direcțiile OX și OY iar parcurgerea se face în sens orar, ca în desenul c). Dacă oscilația pe axa Y este cu  $90^\circ$  în urmă, elipsa are din nou axele orientate după direcțiile OX și OY dar sensul de parcurgere este inversat.

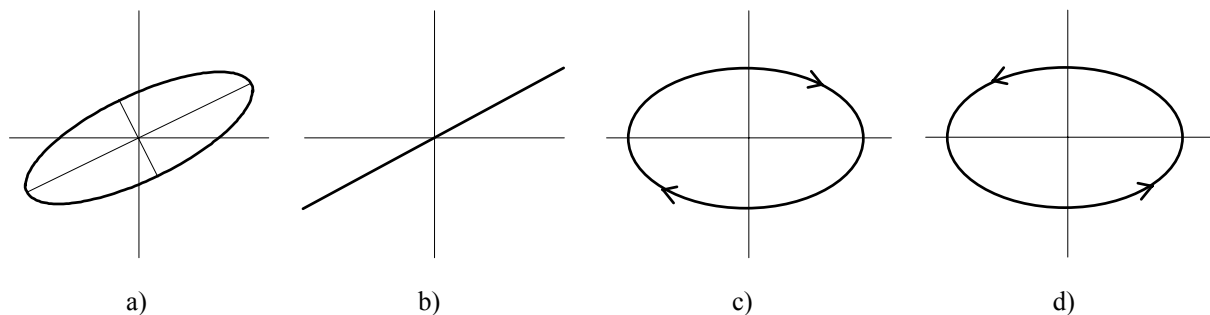


Fig. 14.42.

Indiferent de modul în care observați defazajul, modificați frecvența de la generator pînă cînd acesta devine zero și notați-vă valoarea acestei frecvențe. Comparați-o cu aceea la care amplificarea era maximă. Care dependență de frecvență, a amplificării sau a fazei, este mai abruptă în jurul lui  $f_0$ ? Cărei valori măsurate îi puteți acorda mai multă încredere? Duceți acum frecvența la o decadă mai jos și o decadă mai sus și verificați că defazajul se apropie de  $\pm 90^\circ$ .

### b) Condiția de intrare în oscilație

Stabiliți frecvența de la generator la valoarea  $f_0$ , și notați valoarea tensiunii de la intrare. Mutați apoi osciloscopul la ieșirea amplificatorului; de cîte ori trebuie să fie mai mic semnalul aici? Modificați apoi fin poziția potențiometrului  $R_2$ , mărind amplificarea  $A_0$  pînă cînd semnalul de la ieșire ajunge la fel de mare ca semnalul de intrare. Cît este acum amplificarea pe buclă? Sunteți la frecvența  $f_0$ ; cît este defazajul introdus de întreaga buclă?

Îndepărtați acum generatorul de semnal și legați intrarea rețelei Wien la ieșirea amplificatorului, **închizînd bucla de reacție**, ca în Fig. 14.43.. Ați aranjat ca să fie aproximativ îndeplinită condiția de intrare în oscilație (aproximativ pentru că nu puteți măsura și regla amplificarea cu precizie absolută). Dacă oscilația nu apare mișcați extrem de puțin poziția potențiometrului și acest lucru se va întîmpla. Ce formă are semnalul de la ieșirea amplificatorului și de ce? Între ce valori evoluează el?

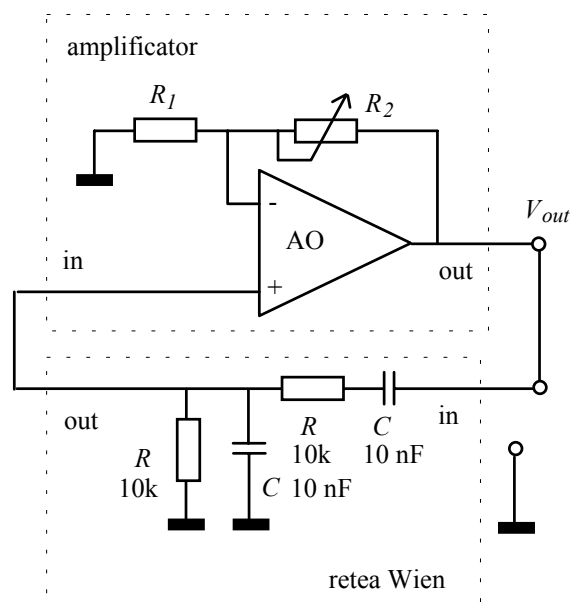


Fig. 14.43.

Verificați că micșorarea amplificării produce stingerea oscilației și că nu puteți să o mențineți la amplitudine constantă. Dar dacă ați fi mult mai rapizi ?

**c) Stabilizarea amplitudinii oscilației**

Rotiți potențiometrul  $R_2$  micșorând amplificarea  $A_0$  pînă cînd oscilația se stinge. Apoi conectați în paralel cu rezistența  $R_2$  două diode Zener, ca în Fig. 14.44 . Creșteți din nou, încet, amplificarea pînă la apariția oscilației. Ce formă are ea acum ? Desenați-o pe caiet. Cît este acum amplitudinea ?

Mai creșteți puțin amplificarea prin rotirea potențiometrului  $R_2$ . Ce se întîmplă cu forma de undă de la ieșire ? Desenați-o și pe aceasta.

Încercați acum să găsiți o poziție a potențiometrului la care să nu existe pericolul stingerii oscilației dar, în același timp, distorsiunile să fie acceptabile. Puteți fi siguri că oscilația se va amorsa dacă, de exemplu, temperatura suferă o variație de  $20^{\circ}C$  ? Ce ar trebui să faceți pentru a crește gradul de siguranță ? Ce efect ar avea această decizie asupra formei de undă ?

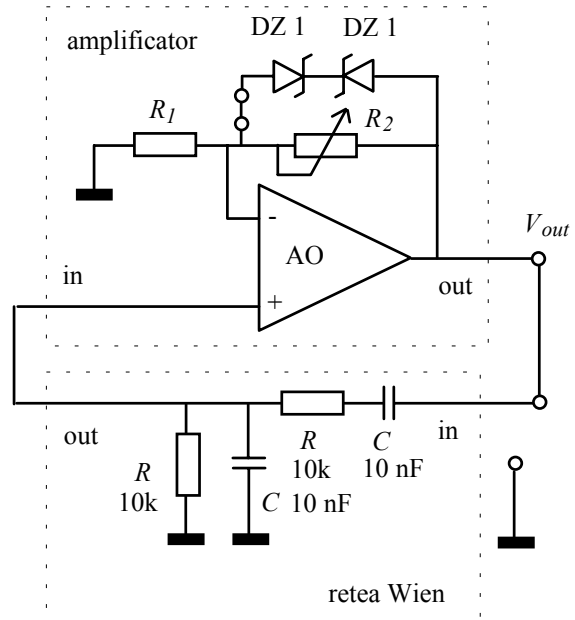


Fig. 14.44.

**d) Frecvența de oscilație**

Cu diodele Zener montate putem avea un regim apropiat de cel sinusoidal. Determinați frecvența de oscilație **cu același aparat cu care ați măsurat frecvențele cînd ați investigat dependența  $B(\omega)$** . Comparați frecvența de oscilație cu aceea la care defazajul amplificării pe buclă era nul. Cum ar trebui să fie ele ?

**Experimentul 2. Amplificatorul de radiofrecvență selectiv (acordat)**

Aveți realizat pe planșetă (Fig. 14.45) un amplificator selectiv cu un tranzistor în conexiune emitor comun ce are în colector un circuit LC paralel. După cum știți, amplificarea în tensiune a unui etaj cu emitorul la masă (în alternativ) este  $\tilde{A}(\omega) = -g_m Z_{col}(\omega)$ , unde impedența  $Z_{col}$  este combinația paralel a bobinei, condensatorului și a rezistenței dinamice oferite de colectorul tranzistorului (în jur de  $100\text{ k}\Omega$  la un curent de  $1\text{mA}$ ). Deoarece impedența  $Z_{col}(\omega)$  are un caracter rezonant, avînd modulul maxim și faza zero la o anumită frecvență  $\omega_{rez}$ , și amplificarea etajului va avea aceeași comportare.

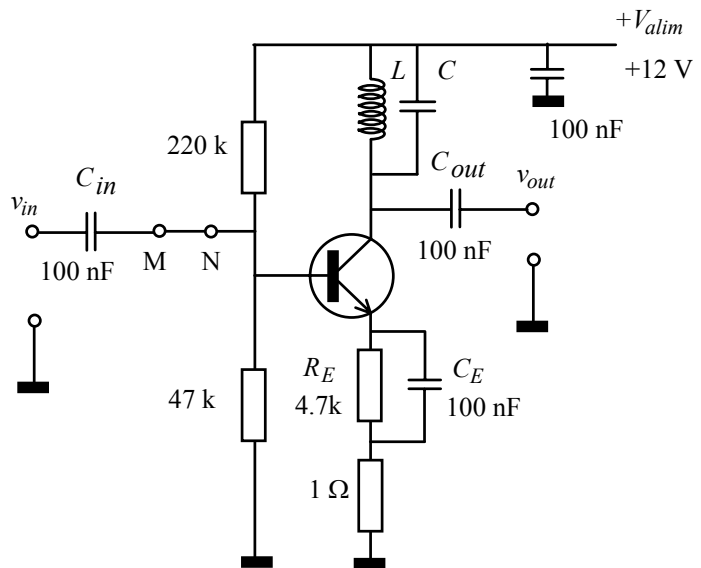


Fig. 14.45.

### a) Regimul sinusoidal

După ce v-ați desenat schema circuitului și ați alimentat planșeta, asigurați-vă că punctele M și N sunt interconectate și cuplați la intrare un generator de semnal sinusoidal. Conectați la ieșirea amplificatorului un osciloscop și încercați să găsiți frecvența la care amplificarea este maximă. Pentru a nu greși, **aveți grijă să nu aveți amplitudinea semnalului de ieșire mai mare de  $4 V_{VV}$ .**

După ce ați găsit și ați notat frecvența la care amplificarea este maximă, măsurați cu grijă valoarea acestei amplificări și apoi modificați frecvența generatorului pînă cînd amplitudinea de la ieșire coboară la 0.7 din valoarea maximă. Frecvențele la care se întîmplă acest lucru sunt frecvențele de tăiere. Calculați banda de trecere și factorul de calitate.

Trasați acum caracteristica de frecvență a amplificării. Modificați frecvența într-o parte și alta a rezonanței, măsurînd amplificarea pînă cînd aceasta coboară la sub o zecime din valoarea maximă. Desenați caracteristica amplificare-frecvență, **cu ambele scale liniare.**

### b) Răspunsul liber

Excitați acum amplificatorul cu un semnal dreptunghiular cu frecvența mult mai mică decît frecvența de rezonanță. La fiecare tranziție bruscă a semnalului de intrare veți observa la ieșire oscilația amortizată care reprezintă răspunsul liber al circuitului. Aranjați frecvența semnalului de intrare suficient de mică astfel încît oscilația amortizată să aibă timp să se stingă pînă la următoarea tranziție. De asemenea, stabiliți nivelul generatorului astfel încît amplitudinea oscilației să nu depășească  $4 V_{VV}$ . Reglați baza de timp a osciloscopului astfel încît să vedeți comod oscilația amortizată.

Încercați acum să măsurați pe ecranul osciloscopului durata necesară pentru ca amplitudinea oscilațiilor să scadă la  $1/10$  din valoarea inițială. Ecuația exponențială spune că acest interval este aproximativ  $2.5 \cdot \tau$ . Determinați, de aici, constanta de timp a exponențială. Timpul de răspuns al filtrului trece bandă de ordinul doi este legat de lărgimea benzii de trecere (în Hz) prin relația  $\tau = 1 / (\pi B_f)$ .

Verificați-o, utilizînd datele pe care le aveți.

Numărați și cîte **oscilații complete** face semnalul în acest interval  $2.5 \cdot \tau$ . Teoria spune că numărul acestora trebuie să fie  $0.8 \cdot Q$ .

### c) Excitație cu semnal dreptunghiular la frecvența de rezonanță

Reglați acum frecvența generatorului de semnal dreptunghiular astfel încît să fie egală cu frecvența de rezonanță. Ajustați nivelul semnalului astfel încît amplitudinea la ieșire să nu depășească  $4 V_{VV}$  și apoi ajustați fin frecvența pentru a fi exact la rezonanță (amplitudine maximă). Ce formă are semnalul la ieșire? Formulați o concluzie. Încercați să înțelegeți această comportare, pornind de la cele observate în cazul răspunsului liber.

## Experimentul 3. Amplificatorul selectiv cu reacție pozitivă; oscilatorul LC

În afara bobinei montate în colector, mai există o bobină  $L_r$  cuplată magnetic cu aceasta. Bobina  $L_r$ , de la care se va oține semnalul de reacție, poate fi rotită, modificînd astfel factorul de cuplaj și mărimea semnalului de reacție. Tensiunea produsă de ea va fi introdusă în serie la intrarea amplificatorului, ca în Fig. 14.46 (acest lucru este posibil deoarece ambele borne ale sale sunt flotante față de masă). Rotirea se face în așa fel încît faza semnalului rămîne constantă iar bornele au fost alese astfel încît, dacă legați M la M' și N la N', **reacția este pozitivă.**

Desenați-vă schema circuitului, faceți conexiunile și rotiți bobina mobilă astfel încît gradul de reacție să fie minim. Excitați apoi circuitul cu un semnal dreptunghiular cu frecvență mult mai joasă decît frecvența

de rezonanță, pentru a vizualiza regimul liber. Coborâți nivelul semnalului de la generator cât mai mult posibil, păstrând însă vizibilă pe osciloscop oscilația de la ieșire.

Creșteți acum foarte fin gradul de reacție pozitivă, prin rotirea bobinei mobile, și observați ce se întâmplă cu semnalul de la ieșirea amplificatorului. Formulați în scris o concluzie în privința comportării mărimii amplitudinii întregii forme de undă și o concluzie în privința comportării constantei de timp cu care se stinge oscilația. Știți că această constantă de timp este legată direct de factorul de calitate. Ce face acest factor la mărirea gradului de reacție pozitivă ?

La un anumit grad de reacție se întâmplă ceva deosebit. Formulați în scris observația. Mai creșteți un pic gradul de reacție și apoi deconectați generatorul de semnal, **legând intrarea amplificatorului la masă**. Ce a devenit amplificatorul cu reacție pozitivă ?

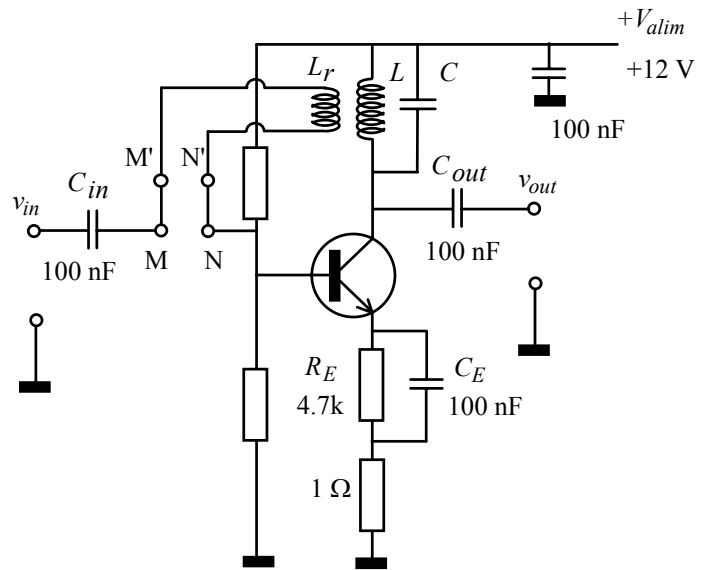


Fig. 14.46.

Aranjați gradul de reacție astfel încât oscilația să nu se stingă. Treceți intrarea osciloscopului pe modul "DC" (cuplaj în curent continuu, fără condensator) și observați chiar tensiunea din **colectorul tranzistorului** (nu cea de la ieșire), desenându-i forma de undă. În jurul cărei valori oscilează aceasta ?

Pentru a putea vizualiza și evoluția curentului de colector, am introdus o rezistență "spion" de valoare foarte mică, 1 Ω, care nu afectează semnificativ comportarea tranzistorului ( $r_e$  este 25 Ω la 1 mA). Puneți sonda osciloscopului la capătul acestei rezistențe și observați evoluția curentului prin tranzistor. Este ea sinusoidală ? Cum explicați, atunci, că tensiunea din colector este practic sinusoidală ?

## 14.3. Reacția negativă

### 3.A. Proprietăți generale

Închideți ochii și încercați să ieșiți pe ușa deschisă situată la câțiva metri în fața dumneavoastră: e foarte probabil să nu reușiți, ați întrerupt reacția negativă care vă corecta în orice moment direcția deplasării. În cazul reacției pozitive, așa cum se vede în Fig.14.47 a), o perturbație a regimului de echilibru, adăugată din exterior pe calea directă, determină apariția unei variații a mărimii de la ieșirea blocului  $H_d$  care accentuează această perturbație; dacă în absența reacției pozitive perturbația ar fi determinat la ieșire doar variația desenată cu linie punctată, **reacția pozitivă accentuează această variație** (linia continuă). Deoarece bucla de reacție reacționează cu o anumită constantă de timp, efectul reacției pozitive nu apare instantaneu.

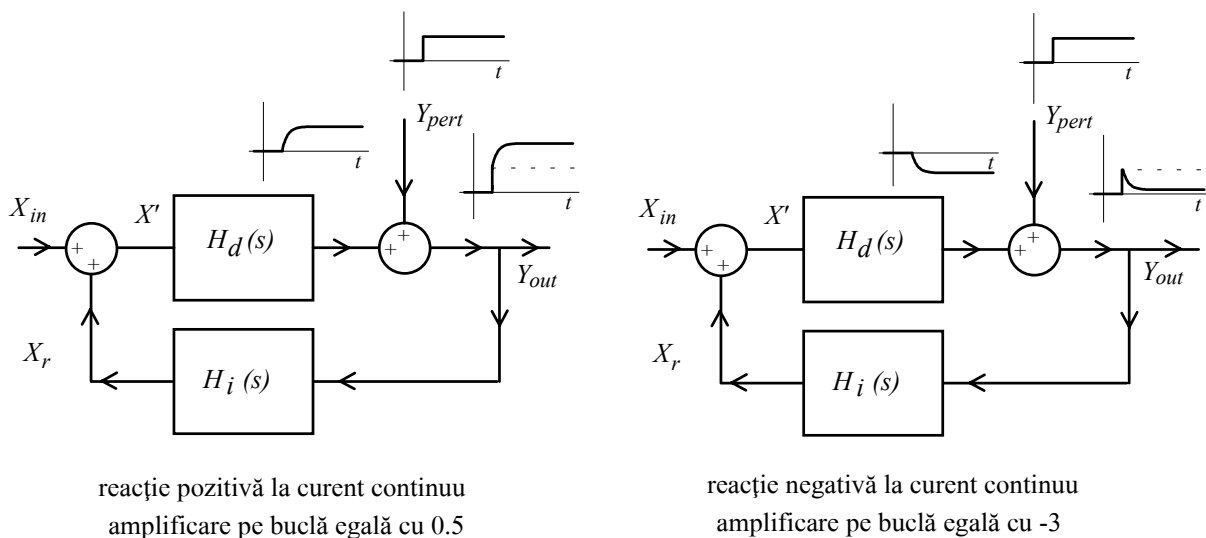


Fig. 14.47. Reacția pozitivă accentuează o perturbație externă pe când reacția negativă o diminuează, aducând sistemul spre starea inițială (gradul reacției pozitive nu depășește condiția de stabilitate).

Lucrurile stau exact invers în cazul reacției negative, reacția are un efect de corecție, readucând ieșirea spre valoarea de echilibru, ca în desenul b) al figurii. În acest exemplu amplificarea pe buclă în cazul reacției negative a fost luată extrem de modestă (modulul să egal cu 3) pentru ca variațiile semnalelor să poată fi urmărite la aceeași scară de reprezentare. În aplicațiile reale însă, ea ajunge la valori de ordinul  $10^2$ - $10^6$ , efectul perturbației asupra ieșirii fiind micșorat de acest număr de ori, adică practic eliminat.

Această comportare a reacției negative o face să fie întâlnită în toate sistemele lumii reale care au ajuns la o anumită formă de echilibru: reglarea volumului producției în sistemele economice prin legea cererii și ofertei, relațiile între diversele populații dintr-un sistem ecologic, mersul pe bicicletă, conducerea unui automobil, autocontrolul comportării unui individ în societate, etc.

Toate sistemele de control automat care mențin constantă temperatura, iluminarea sau altă mărime fizică, cele care efectuează "punerea la punct", reglajul diafragmei și al timpului de expunere la aparatele fotografice moderne, care stabilesc automat sensibilitatea reportofonelor, etc., sunt sisteme cu reacție negativă. În afara acestora, electronica utilizează reacția negativă într-o mare diversitate de situații și scopuri, incomparabil mai frecvent decât reacția pozitivă.

Trecerea de la reacție pozitivă la cea negativă se poate face prin introducerea unei inversări a semnalului (înmulțire cu -1) pe calea directă sau pe calea inversă. O altă posibilitate este schimbarea modului de funcționare a sumatorului care acum trebuie să facă **diferența** între mărimea de intrare și cea de reacție.

Deși în practică toate aceste metode sunt utilizate, pentru dezvoltarea teoriei s-a preferat ultima dintre ele, în care sumatorul este înlocuit cu un bloc ce efectuează diferența  $X_{in} - X_r$ , numit de multe ori bloc **de comparare**; această convenție are avantajul că păstrează produsul  $H_{OL} = H_d \cdot H_i$  pozitiv. Astfel, schema bloc a unui sistem cu reacție negativă se desenează ca în Fig. 14.48 a). **Această convenție va fi utilizată sistematic în această secțiune și ori de câte ori vom vorbi despre reacția negativă.**

În teoria sistemelor de control automat, mărimea de intrare se mai numește și **mărime programată** iar diferența  $X_{in} - X_r$  este **mărimea de eroare** între valoarea programată și **valoarea actuală**  $X_r$ . Așa cum vom vedea imediat, mărimea de eroare este importantă și în alte cazuri de aplicare a reacției negative deoarece oferă informații importante despre cât de puternică este reacția negativă aplicată.

Utilizarea convenției de reacție negativă, prin schimbarea modului de funcționare a sumatorului, duce la modificarea expresiei funcției de transfer cu reacție (în buclă închisă) care, ținând seama de Fig. 14.29 b), se scrie acum

$$H_{CL}(s) = \frac{H_d(s)}{1 + H_d(s) \cdot H_i(s)} = \frac{H_d(s)}{1 + H_{OL}(s)} \quad (14.23)$$

Două formule diferite (una cu minus la numitor și una cu plus) pentru sistemele cu reacție pare o alegere nu tocmai bună; din fericire, nu veți utiliza aproape niciodată explicit formula de la reacția pozitivă, tot ceea ce trebuie să rețineți de acolo este că limita de stabilitate este la amplificarea unitară pe buclă. În concluzie, merită să rețineți expresia (14.23), o vom utiliza de foarte multe ori. Nu uitați, însă, că ea este adevărată numai dacă blocul de sumare efectuează, de fapt, o diferență.

În cuasitotalitatea cazurilor, la frecvențele de interes, gradul de reacție negativă este atât de mare încît modulul funcției de transfer a buclei este puternic supraunitar

$$|H_{OL}(s)| \gg 1 \quad (14.24)$$

și, din această cauză,

$$H_{CL}(s) \cong \frac{1}{H_i(s)} \quad (14.25)$$

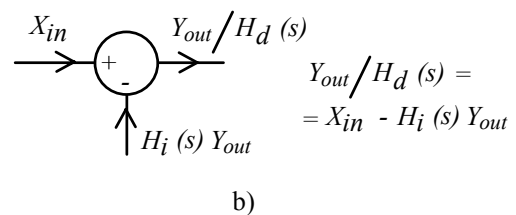
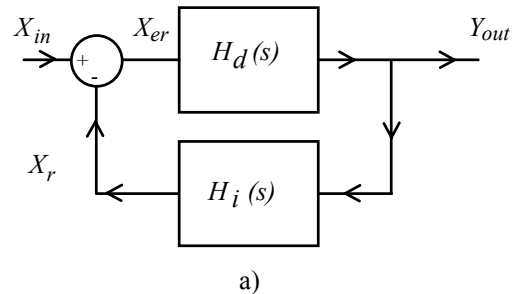


Fig. 14.48. Schema operațională a unui sistem cu reacție negativă.

Dacă modulul amplificării pe buclă este mult mai mare decât unitatea, comportarea circuitului cu reacție negativă este determinată practic numai de blocul de pe calea inversă.

Din această proprietate decurg majoritatea avantajelor reacției negative. La prima vedere s-ar părea că nu am obținut mare lucru: am deplasat problema de pe calea directă (circuit fără reacție) pe calea inversă. Dar **nu este aceeași problemă**. Dacă dorim o amplificarea cu reacție egală cu 100, amplificarea blocului de pe calea inversă trebuie să fie 0.01 și **putem să-l realizăm cu componente pasive** (de preferat cu rezistoare sau condensatoare). Întreaga comportare a circuitului cu reacție va fi determinată, deci, de aceea a unor componente pasive. Or acestea au, în comparație cu cele active (tranzistoare, circuite integrate), performanțe incomparabil mai bune:

- sunt **liniare** pentru un domeniu larg de tensiuni și curenți (tranzistoarele nu sunt, amintiți-vă relația  $I_C = I_S e^{V_{BE}/V_T}$ );

- sunt mult mai stabile la variația temperaturii (un rezistor de larg consum cu peliculă metalică își variază rezistența cu doar  $10^{-5}$  pe grad, în timp ce un tranzistor bipolar își dublează curentul de colector la o încălzire de  $80^{\circ}\text{C}$ );

- au valori bine controlate tehnologic (puteți cumpăra rezistoare sortate cu toleranța +/- 0.5 % pe când factorul  $\beta$  al tranzistoarelor bipolare **sortate** este împrăștiat într-un interval cu limitele în raportul 1:2 (iar parametrii tranzistoarelor cu efect de câmp sunt chiar și mai impredictibili);

- există rezistoare și (la valori mici) condensatoare a căror valoare poate fi ajustată gradual (potențiometre, rezistente semireglabile, condensatoare variabile), lucru de neimaginat pentru parametrii tranzistoarelor;

- rezistoarele au impedanța independentă de frecvență pe un domeniu de frecvență extrem de larg iar la condensatoare este verificată o relație simplă  $\tilde{Z}_C(\omega) = 1/(j\omega C)$ , pe când amplificarea tranzistoarelor și a amplificatoarelor integrate scade la creșterea frecvenței după o lege dificil de prezis.

Reacția negativă este ingredientul magic cu care putem obține amplificări de valori foarte precise și constante cu frecvența și temperatura, utilizând tranzistoare la care nu știm dacă factorul de amplificare este 100 sau 200, despre care nu știm decât aproximativ unde au frecvența de tăiere și care își deplasează caracteristica de transfer  $I_C = f(V_{BE})$  cu 2mV pe grad. Și asta pentru că valoarea amplificării este dictată numai de raportul a două rezistențe, un pic mai scumpe decât celelalte, și pe care, poate, a trebuit să le alegem prin măsurare.

### Cît trebuie să plătim

Toate avantajele reacției negative se obțin plătind un anumit preț. Dacă scriem formula amplificării cu reacție la frecvența la care  $H_{OL}$  este real și pozitiv (această frecvență este de cele mai multe ori frecvența zero), obținem

$$H_{CL}(\omega) = \frac{H_d(\omega)}{1 + H_{OL}(\omega)}; \quad (14.26)$$

amplificarea cu reacție este tot un număr real și pozitiv dar **de  $1 + H_{OL}$  ori mai mic decât amplificarea fără reacție**. Dacă în jurul acestei frecvențe există o bandă de trecere în care  $H_{OL}(\omega)$  este practic constant, relația anterioară este valabilă practic în toată această bandă.

În banda de trecere a funcției  $H_{OL}(\omega)$ , reacția negativă micșorează amplificarea de  $1 + H_{OL}$  ori.



"În banda de trecere" din formularea anterioară înseamnă, de fapt, la frecvențele unde putem vorbi cu îndreptățire despre caracterul negativ al reacției, unghiul între fazorii lui  $X_{in}$  și  $X_r$  fiind aproximativ  $0^\circ$  (inversarea o produce comparatorul !).

Numărul pozitiv  $1 + H_{OL}$  este "factorul de sacrificiu", numărul magic al sistemului cu reacție; el spune cât de mare a fost prețul pe care l-am plătit și el intervine în exprimarea tuturor proprietăților sistemului cu reacție. Vom vedea în continuare că exact de atâtea ori aplicarea reacției negative îmbunătățește anumite performanțe. Cum aproape întodeauna  $H_{OL} \gg 1$ , îl putem aproxima chiar cu amplificarea pe buclă  $H_{OL}$ .

**Ce trebuie să facă blocul de pe calea directă**

Am accentuat atât de mult importanța blocului de pe calea inversă încît vă puteți întreba dacă blocul de pe calea directă mai are ceva de făcut. Ei bine, are de făcut un singur lucru: să amplifice mult pentru a păstra modulul amplificării pe buclă  $|H_{OL}(\omega)| = |H_d(\omega)||H_i(\omega)|$  suficient de mare. Nu contează, de exemplu, dacă amplificarea pe calea directă este 10 000 sau 50 000, esențial este ca ea să nu coboare sub o anumită valoare. Dacă privim încă o dată relațiile (14.23 - 14.25) înțelegem de ce. O aproximație mai precisă decît  $H_{CL}(\omega) \cong 1/H_i(\omega)$  se obține astfel

$$H_{CL}(\omega) = \frac{1}{H_i(\omega)} \frac{1}{1 + 1/H_{OL}(\omega)} \cong \frac{1}{H_i(\omega)} \left[ 1 - \frac{1}{H_{OL}(\omega)} \right] \tag{14.27}$$

Corecția suplimentară are, în valori relative, mărimea  $1/|H_{OL}(\omega)|$ . Putem afirma astfel că precizia relativă cu care comportarea sistemului cu reacție este controlată numai de către blocul de pe calea inversă este de ordinul de mărime  $1/|H_{OL}(\omega)|$ . Aceasta este o afirmație valabilă pentru orice frecvență. Dacă o particularizăm pentru banda de trecere, obținem că

eroarea relativă cu care blocul de pe calea inversă controlează amplificarea este egală practic cu raportul dintre amplificarea cu reacție și amplificarea fără reacție (pe calea directă).

Cu alte cuvinte, cu cât vom accepta ca reacția negativă să micșoreze amplificarea de un număr mai mare de ori, cu atât comportarea sistemului cu reacție va fi mai bine controlată de blocul de pe calea inversă. De exemplu, dacă dorim să avem o amplificare cu reacție egală cu 200 controlată de blocul de pe calea inversă o precizie de 1 %, atunci blocul de pe calea directă trebuie să aibă o amplificare de cel puțin  $200 \cdot \frac{1}{1/100} = 20000$ .

O consecință a controlului mai bun este **scăderea semnalului de eroare** în raport cu cel de intrare. Dacă facem calculele, obținem că

$$\frac{X_{er}(\omega)}{X_{in}(\omega)} = \frac{1}{1 + H_{OL}(\omega)} \tag{14.28}$$

semnalul de eroare este mai mic decît cel de intrare exact de  $1 + H_{OL}(\omega)$  ori, adică de cîte ori s-a micșorat amplificarea prin aplicarea reacției.

Această proprietate permite determinarea amplificării pe buclă "la cald", fără să fie necesară întreruperea buclei de reacție: ajunge numai să măsurăm semnalul de intrare și semnalul de eroare și să facem raportul lor. Tot de aici rezultă că

dacă amplificarea pe buclă are valori mari, semnalul de reacție este practic egal cu cel de intrare.

$$X_r \cong X_{in}$$

(14.29)

Evident, precizia cu care ele sunt aproximativ egale este  $1/(1 + H_{OL}) \cong 1/H_{OL}$ . De multe ori, știindu-se că amplificarea pe buclă este suficient de mare, starea buclei se calculează pornindu-se tocmai de la egalitatea  $X_r = X_{in}$ .

### Reacția negativă diminuează de $1 + H_{OL}$ ori efectul perturbațiilor de pe calea directă

Să reluăm exemplul din Fig. 14.47 b) cu un sistem care are reacție negativă la curent continuu, de data aceasta lăsînd pe seama comparatorului sarcina inversării semnalului, adică utilizînd convenția de la reacția negativă (Fig. 14.49 a). Ne propunem să calculăm efectul permanentizat al perturbației, atunci cînd starea sistemului rămîne constantă. Acesta este regimul de curent continuu și trebuie să utilizăm valorile funcțiilor de transfer de la curent continuu, adică de la  $s = 0$ . Nu avem decît să scriem operația efectuată de sumatorul prin care se aplică perturbația, ca în desenul b) al figurii, și obținem imediat că

$$Y_{out} = \frac{Y_{pert}}{1 + H_{OL DC}}$$

(14.30)

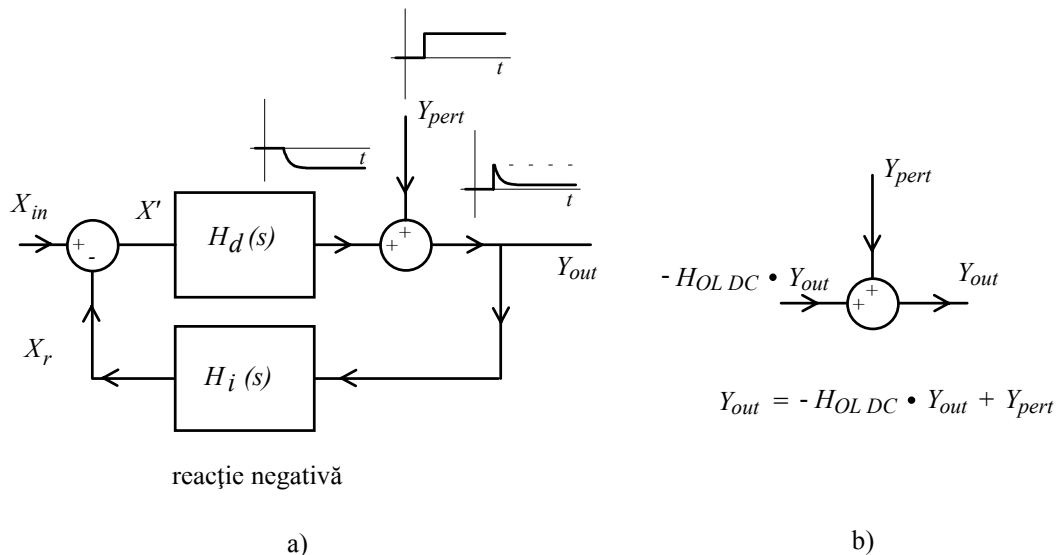


Fig. 14.49. Reacția negativă micșorează de  $1 + H_{OL}$  ori efectul asupra ieșirii produs de o perturbație aplicată pe calea directă.

Cum  $H_{OL DC}$  este pozitiv (cu minusul vine comparatorul !), efectul perturbației este diminuat. Același lucru se întîmplă și cu o perturbație sinusoidală a cărei frecvență se găsește în banda de trecere a

funcției de transfer  $H_{OL}(\omega)$ : amplitudinea sa este redusă de către reacția negativă de  $1 + H_{OL}(\omega) \cong 1 + H_{OL DC}$  ori.

Să aplicăm acum perturbația pe calea inversă, înaintea intrării în blocul  $H_i$  (Fig. 14.50 a). Scriind din nou relația de funcționare a sumatorului, obținem acum

$$Y_{out} = -Y_{pert} \frac{H_{OL DC}}{1 + H_{OL DC}} \cong -Y_{pert}; \quad (14.31)$$

micșorarea amplitudinii perturbației este complet ne semnificativă.

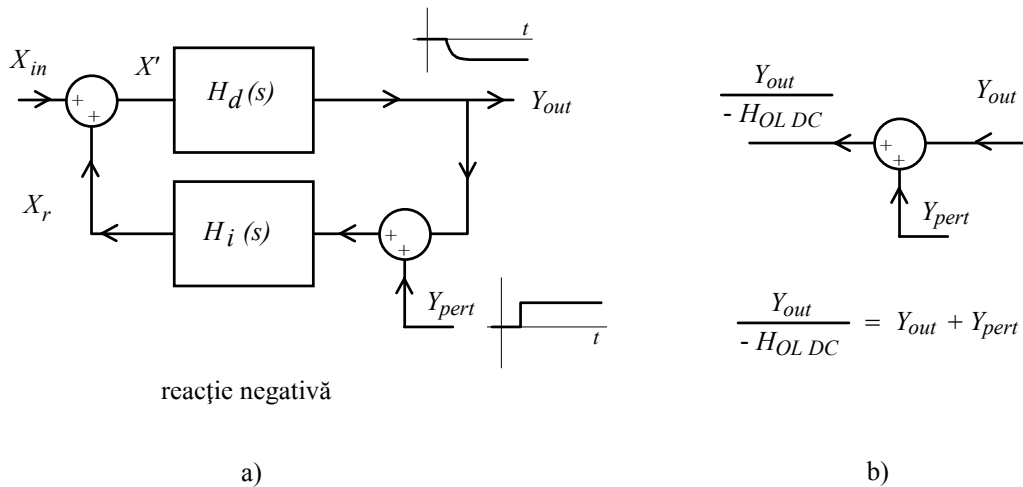


Fig. 14.50. Reacția negativă nu diminuează efectul unei perturbații aplicate pe calea inversă.

Putem formula o concluzie:

Reacția negativă diminuează de  $1 + H_{OL}$  ori efectul asupra ieșirii produs de o perturbație introdusă pe calea directă, dacă frecvența sa nu iese din banda de trecere; efectul perturbațiilor introduse pe calea directă nu este diminuat.

**Reacția negativă face ca un circuit neliniar să se comporte practic liniar**

Am spus la începutul capitolului că ne vom ocupa numai de sisteme liniare. Să renunțăm pentru moment la această restricție pentru a explora un alt miracol pe care îl realizează reacția negativă. Avem un exemplu minunat de circuit neliniar în Fig. 14. 51 a), un tranzistor bipolar în binecunoscuta configurație cu emitor comun. Relația între curentul de colector (mărimea de ieșire) și tensiunea bază-emitor (mărimea de intrare) este, dacă vă mai amintiți,

$$I_C = I_S e^{(V_B - V_E)/V_T} \quad (14.32)$$

și ea conduce la schema bloc desenată în dreapta circuitului, care reprezintă relațiile matematice între variabile. De data aceasta, blocul desenat cu dreptunghi nefiind liniar, operația pe care o execută nu mai este o înmulțire cu o funcție de transfer ci aplicarea relației neliniare (14.32). Cum potențialul emitorului este nul, blocul care face scăderea  $V_B - V_E$  a fost introdus numai ca să ne amintească modul în care se calculează tensiunea bază-emitor.

□

Observație: Cele două scheme alăturate din desenul a) al figurii 14.51 reprezintă lucruri complet diferite. Cea din stînga este o **scemă electrică** în care liniile reprezintă conductoarele prin care circulă curenții electrici pe cînd cea din dreapta este **reprezentarea grafică a unor relații funcționale între variabile**. Aici liniile care intră într-un bloc sunt argumentele unei dependențe funcționale iar linia care iese simbolizează valoarea obținută după efectuarea operației matematice proprii blocului respectiv. Dacă întîmplător o variabilă este un curent electric nu trebuie să credeți că el circulă pe linia respectivă, aceea linie nu este un fir conductor.

Să modificăm acum circuitul prin introducerea unei rezistențe între emitor și masă, ca în desenul b) (în jargon se spune că am produs o degenerare în emitor). De data, aceste ecuații care descriu circuitul sunt

$$\begin{aligned} I_C &= I_s e^{(V_B - V_E)/V_T} \\ V_E &= I_C R_E \end{aligned} \quad (14.33)$$

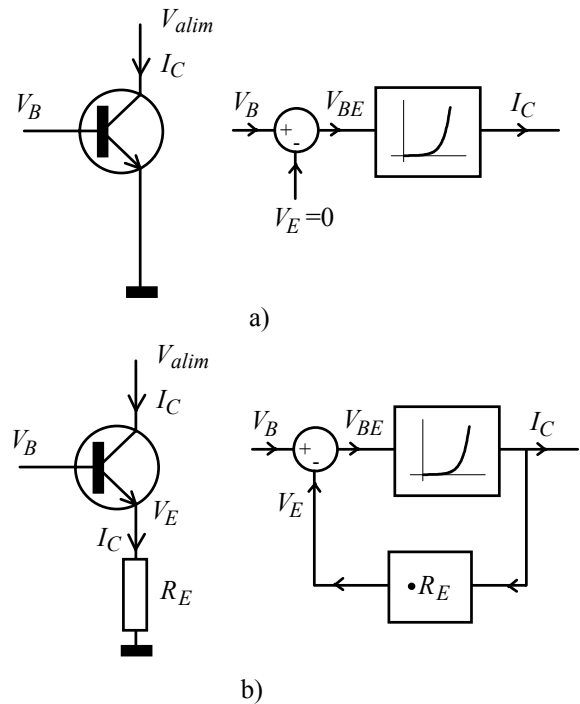


Fig. 14.51. Rezistența din emitor introduce o reacție negativă.

și pot fi reprezentate prin schema bloc desenată în dreapta circuitului. Apare evident că ceea ce am făcut este **introducerea unei reacții negative**.

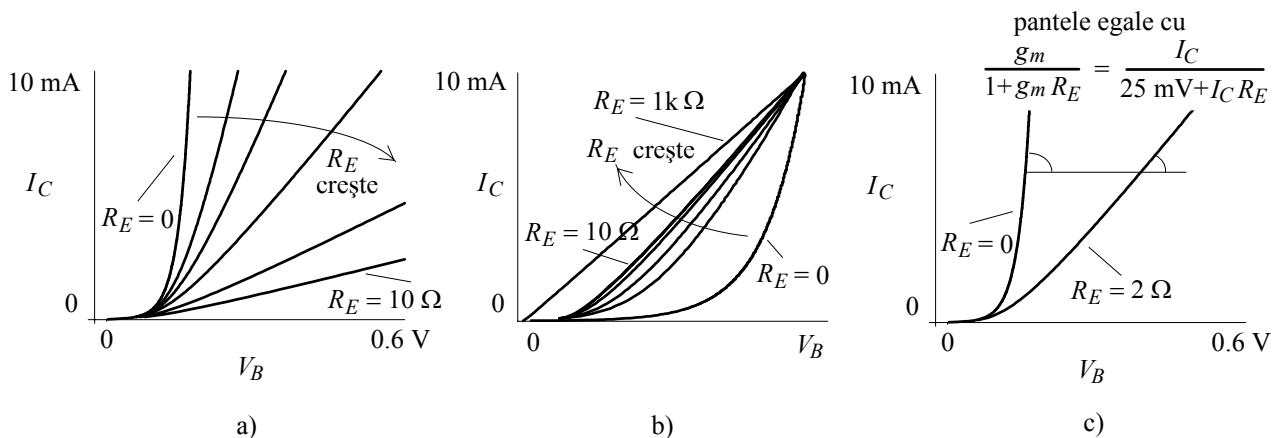


Fig. 14.52. Deși blocul de pe calea directă este nelinier, reacția negativă determină circuitul să se comporte aproape liniar.

Cu cît rezistența  $R_E$  este mai mare, cu atît reacția este mai puternică, mărimea de reacție fiind mai mare (pentru același curent de colector). Putem calcula caracteristicile intrare-ieșire pentru diferite valori ale lui  $R_E$ ; ele arată ca cele din Fig. 14.52 a). Cu cît mărim valoarea rezistenței, sensibilitatea controlului curentului scade, dar ne așteptăm la asta chiar dacă circuitul este nelinier, avem doar o reacție negativă. În plus însă, forma caracteristicii se apropie din ce în ce mai mult de o linie dreaptă. Pentru a compara mai ușor

formele caracteristicilor, ele au fost reprezentate în desenul b) fiecare la altă scară pe axa tensiunilor, astfel încât extremitățile lor sunt suprapuse. Se vede clar că forma caracteristicii devine din ce în ce mai liniară. Aici am desenat caracteristica și pentru  $R_E = 1 \text{ k}\Omega$ ; se observă cât de liniară devine ea în acest caz, prețul plătit fiind, însă, "desensibilizarea" axei tensiunilor de la 0.6 V la aproape 11 V.

Dacă unui bloc ce are o caracteristică de transfer **neliniară** i se aplică o **reacție negativă** cu un **bloc liniar pe calea inversă**, caracteristica statică de transfer a sistemului cu reacție devine din ce în ce mai liniară pe măsură ce reacția este mai puternică.

Cum putem spune însă cât de puternică este reacția ? Blocul de pe calea directă este neliniar și nu putem vorbi despre amplificări și nici utiliza formulele miraculoase (14.23-14.29). Putem aplica, însă, un truc cu care vați mai întâlnit. Considerăm circuitul într-o stare de "repaus" cu  $I_C = I_Q$  și efectuăm o **variație foarte mică** a mărimii de intrare  $\Delta V_B$ . Variațiile tuturor mărimilor **față de starea de repaus** vor fi aproximativ proporționale cu  $\Delta V_B$ : pentru variații mici circuitul poate fi considerat aproximativ liniar. În exemplul nostru, tranzistorul este caracterizat de **transconductanța**  $g_m = \Delta I_C / \Delta V_{BE} = I_Q / V_T = I_Q / 25 \text{ mV}$  și ajungem la schema bloc pentru variații mici din Fig. 14.53.

Aplicăm formula funcției de transfer cu reacție și obținem imediat

$$H_{CL} = \frac{\Delta I_C}{\Delta V_B} = \frac{g_m}{1 + g_m R_E} \quad (14.34)$$

Acum știm ce înseamnă reacție puternică:  $g_m R_E \gg 1 \Leftrightarrow R_E \gg r_e$ ; când această condiție este îndeplinită, funcția de transfer a circuitului cu reacție este

$$H_{CL} = \frac{\Delta I_C}{\Delta V_B} \cong \frac{1}{R_E}. \quad (14.35)$$

Știm și cu ce precizie relativă este valabilă această relație, aceasta este  $1/(g_m R_E) = V_T/(I_Q R_E)$ ; la 1 mA și cu  $R_E = 2.5 \text{ k}\Omega$  precizia este de 1 %.

Ce relevanță are însă mărimea  $H_{CL} = \Delta I_C / \Delta V_B$  pentru **caracteristica statică** de transfer a circuitului cu reacție din Fig. 14.52 a), care leagă valorile totale și nu variațiile față de starea de repaus ? Așa cum se vede în desenul c), mărimea  $H_{CL} = \Delta I_C / \Delta V_B$  este **panta** acestei caracteristici. Putem astfel afirma că, dacă pe un anumit interval de variație a curentului de colector produsul  $g_m R_E$  nu coboară sub 100, panta caracteristicii statice rămîne constantă cu precizie de 1 %, fiind egală cu  $1/R_E$ . Avem un mod cantitativ de a spune cât de liniară este noua caracteristică statică.

Înțelegem acum de ce amplificatorul cu emitorul conectat direct la masă este foarte neliniar, putînd fi utilizat numai la amplitudini (variații) mici și de ce etajul cu sarcină distribuită, unde apare rezistența  $R_E$  în emitor, este cu mult mai liniar. Amplificarea pe bucla de reacție este  $g_m R_E = I_Q R_E / V_T$ , adică egală cu raportul dintre tensiunea pe  $R_E$  în repaus și tensiunea termică de 25 mV; cu o tensiune de 1 V pierdută în repaus pe rezistența din emitor, amplificarea pe buclă are valoarea 40, destul de mare în raport cu unitatea. Prețul plătit este scăderea amplificării, cea cu reacție fiind de 41 de ori mai mică.

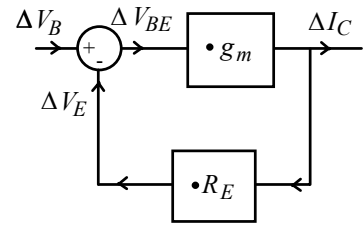


Fig. 14.53. Schema operațională pentru variații mici, în cazul circuitului din Fig. 14.51. b)

Un alt circuit care are probleme cu neliniaritatea este amplificatorul de putere în contratimp, deoarece curentul de colector variază în limite foarte largi în decursul unei semialternanțe. Dacă tensiunea sa de ieșire este utilizată pentru închiderea unei bucle de reacție negativă pe unul dintre etajele care preced amplificatorul de putere, atunci gradul de distorsiuni armonice poate fi mult redus.

**Cînd este suficient de puternică, reacția negativă face ca modificările comportării blocului de pe calea directă să nu conteze**

Conform relației (14.35) și interpretării funcției  $H_{CL} = \Delta I_C / \Delta V_B$  ca pantă a caracteristicii statice nelinare, cu cît reacția negativă este mai puternică, cu atît caracteristica statică de transfer cu reacție se apropie de dreapta

$$I_C = V_B / R_E, \quad (14.36)$$

devenind practic independentă de caracteristica de transfer a tranzistorului. În consecință, nu mai contează, nici deplasarea ei cu 2 mV pe grad la variația temperaturii și nici împrăștierea de la exemplar la exemplar a parametrului  $I_S$ . Astfel, reacția negativă îmbunătățește **stabilitatea termică** a punctului static de funcționare și îl face practic insensibil la împrăștierea tehnologică a parametrilor tranzistorului. Din acest motiv, introducerea rezistenței în emitor este aproape obligatorie în circuitele cu emitor comun. O putem evita numai dacă realizăm o reacție negativă **globală**, care să includă mai multe etaje.

**Cu reacție negativă puternică, răspunsul în frecvență este dictat doar de factorul de reacție (amplificarea pe calea inversă)**

La regim sinusoidal permanent de orice frecvență

$$H_{CL}(\omega) = \frac{H_d(\omega)}{1 + H_d(\omega) \cdot H_i(\omega)} = \frac{H_d(\omega)}{1 + H_{OL}(\omega)} \quad (14.37)$$

și, dacă vorbim de amplificatoare, să trecem la notația consacrată cu  $H_d \rightarrow A_0$  și  $H_i \rightarrow B$  (Fig. 14. 54 a).

*În multe texte despre amplificatoare cu reacție funcția de transfer de pe calea inversă este notată cu  $\beta$ ; nu utilizăm această notație pentru a evita confuzia cu factorul  $\beta$  al tranzistoarelor bipolare.*

Dacă la o frecvență oarecare, modulul amplificării pe buclă este mult mai mare decât unitatea

$$|B(\omega)A_0(\omega)| \gg 1, \quad (14.38)$$

atunci amplificarea cu reacție la acea frecvență este dictată practic numai de factorul de reacție

$$\boxed{\tilde{A}_r(\omega) \cong \frac{1}{B(\omega)}} \quad (14.39)$$

Pentru ca relația să fie valabilă nu este de loc necesar ca la acea frecvență amplificarea pe buclă să fie reală, este suficient numai ca circuitul cu reacție să fie stabil pentru a putea exista un regim sinusoidal permanent (asupra condiției de stabilitate vom reveni). Relația anterioară fiind între mărimi complexe, se referă atît la modulul amplificării cît și la faza ei; pentru modul, rezultă că  $|\tilde{A}_r(\omega)| \cong 1/|B(\omega)|$ .

Să privim la desenul b) al figurii 14.54, unde am reprezentat o dependență a modulului amplificării fără reacție, în coordonate dublu logaritmice. Pe același desen am trasat și o dependență a lui  $1/|B(\omega)|$ . Pe o scară logaritmică, distanța între două puncte este proporțională cu **logaritmul raportului coordonatelor**. Din această cauză,

la orice frecvență, distanța pe grafic dintre curba  $|\tilde{A}_0(\omega)|$  și curba  $1/|B(\omega)|$  este proporțională cu **logaritmul modulului amplificării pe buclă  $|H_{OL}(\omega)|$** .

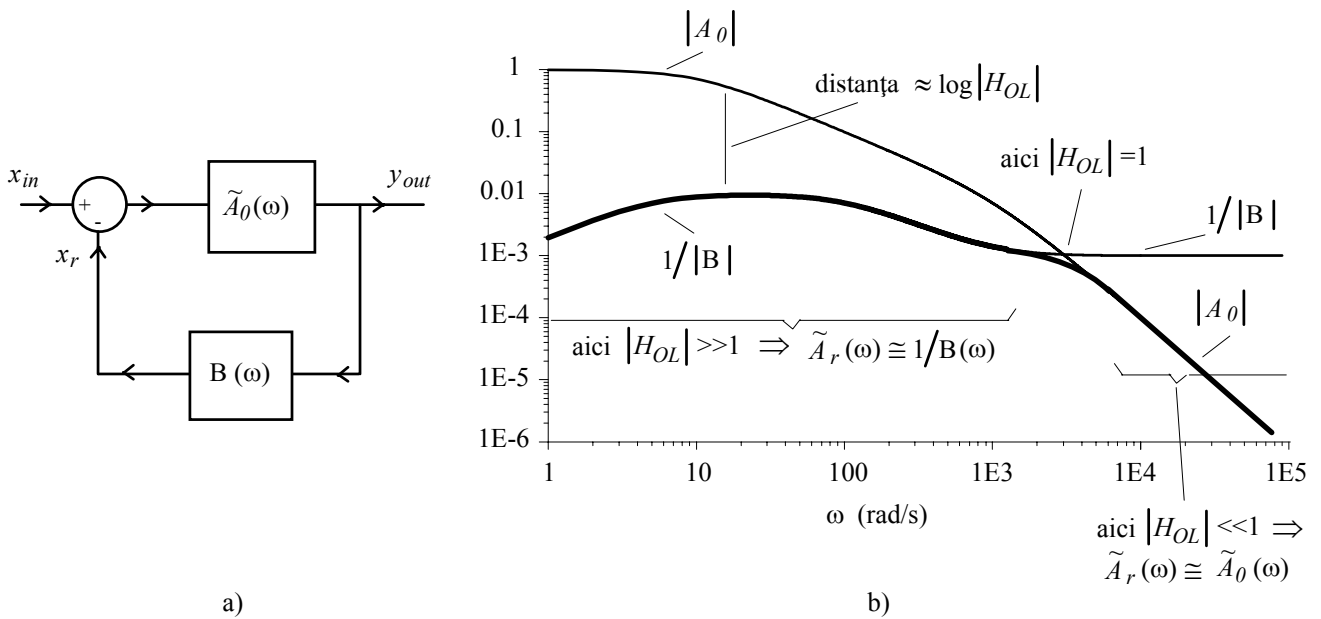


Fig. 14.54. Comportarea amplificării cu reacție (cu linie groasă): când curba  $|\tilde{A}_0(\omega)|$  este mult deasupra curbei  $1/|B(\omega)|$ , amplificarea cu reacție este practic  $\tilde{A}_r(\omega) \cong 1/B(\omega)$  iar când  $|\tilde{A}_0(\omega)|$  este mult sub  $1/|B(\omega)|$ , amplificarea cu reacție este egală practic cu cea fără reacție.

Cu această observație putem să înțelegem foarte ușor comportarea cu frecvența a amplificării cu reacție  $|\tilde{A}_r(\omega)|$

- acolo unde  $|\tilde{A}_0(\omega)|$  este cu cel puțin o decadă deasupra curbei lui  $1/|B(\omega)|$ , curba amplificării cu reacție se confundă practic cu  $1/|B(\omega)|$  (reacția negativă este puternică)
- acolo unde  $|\tilde{A}_0(\omega)|$  este cu cel puțin o decadă sub curba lui  $1/|B(\omega)|$ , reacția este extrem de slabă și influența ei poate fi neglijată, curba amplificării cu reacție este practic identică cu aceea fără reacție;
- la intersecția curbei  $|\tilde{A}_0(\omega)|$  cu  $1/|B(\omega)|$ , modulul amplificării pe buclă este unitar; dacă se întâmplă și ca  $B(\omega)A_0(\omega)$  să fie pur imaginar, atunci aici  $|\tilde{A}_r(\omega)| = |\tilde{A}_0(\omega)|/\sqrt{2}$ .

Această proprietate a reacției negative, de a furniza o amplificare egală cu  $1/|B(\omega)|$  indiferent de evoluția amplificării fără reacție (dacă aceasta din urmă este suficient de mare) poate fi utilizată, de exemplu, pentru transformarea unui filtru trece-bandă într-unul stop-bandă, ca în exemplul din Fig. 14.55. Datorită scării logaritmice, trecerea  $B(\omega) \rightarrow 1/B(\omega)$  produce reflectarea pe verticală a caracteristicii de frecvență în raport cu orizontala de la amplificare unitară. La frecvențe depărtate de frecvența centrală, factorul de reacție

$B(\omega)$  scade puternic, aducând amplificarea pe buclă la valori mult subunitare; în consecință, amplificarea cu reacție se plafonează la valoarea celei fără reacție  $A_0$ .

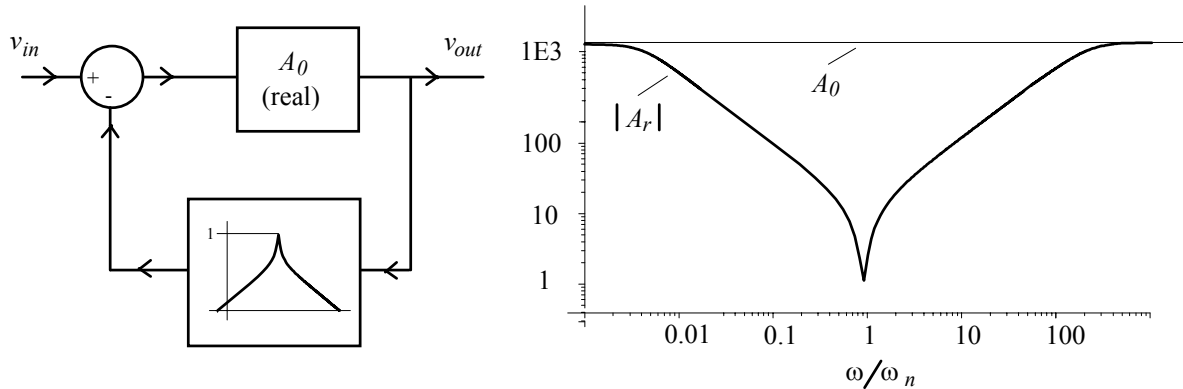


Fig.14.55. Reacția negativă transformă un filtru trece-bandă într-unul stop-bandă.

**Dacă blocul de reacție este neselectiv, reacția negativă face ca amplificarea cu reacție să nu depindă de frecvență**

De cele mai multe ori, proprietatea discutată anterior este aplicată pe un caz particular: blocul de reacție este neselectiv, fiind alcătuit dintr-un banal divizor rezistiv. Astfel,  $B$  este o constantă reală pozitivă (subunitară) și acolo unde amplificatorul de pe calea directă are amplificarea suficientă ( $|A_0(\omega)| \gg 1/B$ ), amplificarea cu reacție nu mai depinde de frecvență, fiind

$$\tilde{A}_r(\omega) \cong 1/B \quad (\text{reală și pozitivă}). \quad (14.40)$$

Pentru cazul unui amplificator de bandă largă (frecvența de tăiere inferioară  $\omega_l$  mult mai mică decât cea superioară  $\omega_h$ ), desenat în Fig.14.56 a), caracteristica de frecvență cu reacție arată ca în desenul b). La frecvențe foarte mici și foarte mari, ea se confundă practic cu cele două asimptote, care merg ca  $\omega$  și, respectiv,  $1/\omega$ . Așa cum știm, în banda de trecere reacția negativă micșorează amplificarea cu factorul  $1 + H_{OL\ banda} \cong H_{OL\ banda} = BA_0\ banda$ .

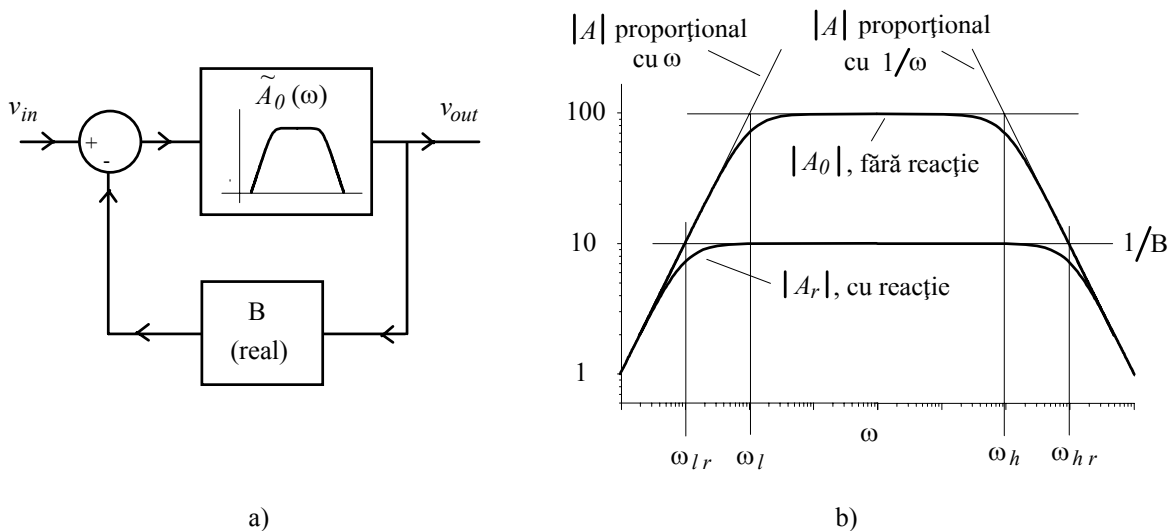


Fig.14.56. Dacă blocul de pe calea inversă este neselectiv, reacția negativă lărgeste banda de trecere a amplificatorului.



Din figură se observă că

dacă blocul de reacție este neselectiv, reacția negativă lărgeste banda de trecere a amplificatorului.

*Observație:* În multe texte de electronică găsiți afirmația că "reacția negativă lărgeste banda de trecere" fără să se spună că ea este valabilă numai dacă blocul de pe calea inversă este neselectiv. Este semnul clar că respectivii autori au citit puțină electronică și au înțeles și mai puțină. Dacă unui amplificator neselectiv i se aplică o reacție negativă cu un filtru stop-bandă, el se transformă într-un amplificator selectiv, banda sa de trecere **îngustându-se**.

Frecvența de tăiere superioară este deplasată la valori mai mari, devenind  $\omega_{hr}$ ; dacă ținem seama că peste  $\omega_h$  modulul  $|A_0|$  merge aproximativ ca  $1/\omega$ , din geometria graficelor obținem imediat că  $\omega_{hr}/\omega_h = 1 + H_{OL\ banda} \cong H_{OL\ banda}$ .

Frecvența de tăiere superioară este mărită cu același factor de sacrificiu  $(1 + BA_0)$  cu care a fost micșorată amplificarea în banda de trecere.

Pe de altă parte, frecvența de tăiere inferioară este micșorată, ajungînd la  $\omega_{lr}$ . Deoarece la frecvențe mici  $|A_0|$  merge aproximativ ca  $\omega$ , din geometria graficelor deducem că

Frecvența de tăiere inferioară este micșorată cu același factor  $(1 + BA_0)$  cu care a fost micșorată amplificarea în banda de trecere.

Lărgimea de bandă  $BW_\omega$  este definită prin diferența  $\omega_h - \omega_l$  care, la amplificatoarele de bandă largă, este egală practic cu frecvența de tăiere superioară

$$BW_\omega \cong \omega_h; \tag{14.41}$$

rezultă că

la amplificatoarele de bandă largă, produsul dintre amplificarea în bandă și lărgimea benzii (produsul amplificare-bandă) rămîne constant în urma aplicării reacției negative.

**Deși reacția negativă micșorează zgomotul de la ieșire, acest lucru nu reprezintă un avantaj**

Destui profesori de electronică de pe la noi îi învață pe studenți că printre avantajele reacției negative este și "reducerea zgomotului amplificatorului". Să vedem despre ce este vorba. Orice amplificator produce o tensiune de zgomot care se adună peste semnalul prelucrat (Fig. 14.57 a). Această tensiune de zgomot poate fi măsurată la ieșirea sa, în condițiile în care semnalul de intrare este nul; să notăm cu  $v_z$  valoarea sa efectivă. Cînd montăm amplificatorul pe calea directă într-un sistem cu reacție negativă (desenul b), acest zgomot apare ca o perturbație introdusă pe calea directă și efectul său asupra tensiunii de ieșire  $v_{out}$  este diminuat de către reacția negativă de  $1 + BA_0 \cong |BA_0|$  ori, de unde bucuria autorilor respectivi.

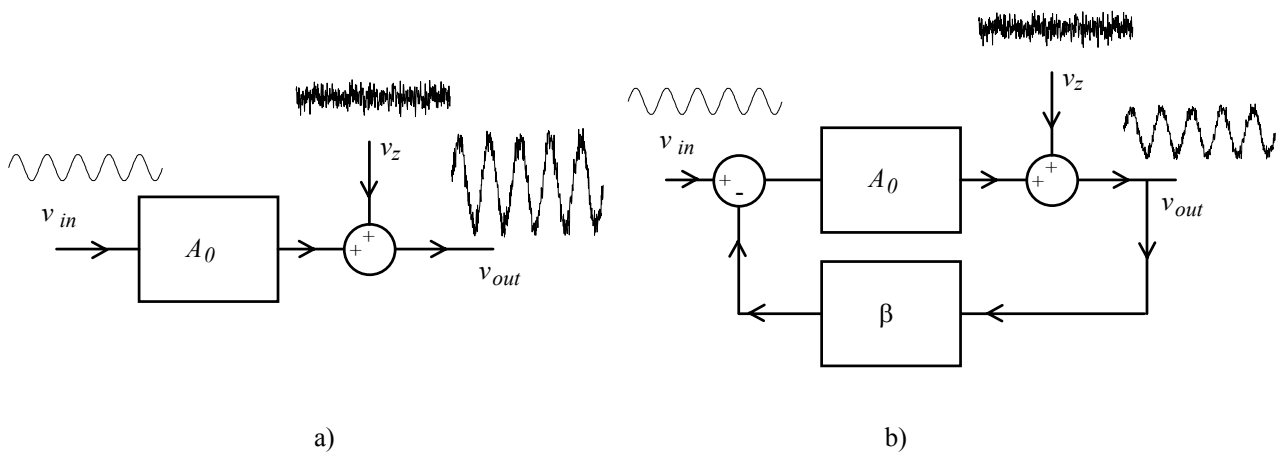


Fig. 14.57. Reacția negativă micșorează zgomotul de la ieșire exact de atâtea ori cât micșorează și semnalul util.

Numai că introducerea reacției negative a micșorat și semnalul util de la ieșire **exact de același număr de ori**, prin scăderea amplificării. Semnalul de la ieșire ar fi arătat absolut la fel și dacă, în loc să introducem o reacție negativă, am fi montat la ieșirea amplificatorului un potențiomtru diminuînd semnalul de un număr corespunzător de ori. Sugerăm autorilor respectivi să abordeze la cursuri și micșorarea zgomotului amplificatoarelor prin scurtcircuitarea ieșirii, mai ales că în acest mod zgomotul amplificatorului poate fi complet anulat.

Redevenind serioși, să ne întrebăm cum putem compara între ele două amplificatoare cu amplificări diferite, din punctul de vedere al performanțelor de zgomot. Ceea ce este important la ieșire nu este nivelul zgomotului în sine ci **raportul între semnalul util și zgomot**  $v_{s\ out}/v_z$  (SNR -signal to noise ratio în limba engleză). Pentru a face comparația, excităm fiecare amplificator cu același semnal lipsit de zgomot, de tensiune efectivă  $v_{s\ in}$ , și determinăm rapoartele semnal zgomot de la ieșire. Pentru un amplificator cu amplificarea  $A_0$ , acest raport este, bineînțeles,

$$SNR = \frac{A_0 v_{s\ in}}{v_z} = \frac{v_{s\ in}}{v_z/A_0}. \quad (14.42)$$

Caracterizarea amplificatoarelor trebuie să se facă, deci, prin mărimea

$$v_{z\ in} = v_z/A_0, \quad (14.43)$$

numită **zgomot raportat la intrare**; ea reprezintă tensiunea de zgomot care ar trebui aplicată la intrarea amplificatorului ideal (fără zgomot propriu) pentru a produce pe  $v_z$  la ieșirea sa.

Zgomotul raportat la intrare este foarte comod de utilizat întrucît nu ne interesează mărimea amplificării: dacă zgomotul raportat la intrare al unui amplificator este de  $1\text{mV}_{\text{ef}}$  și semnalul de la intrare are  $10\text{mV}_{\text{ef}}$ , la ieșire tensiunea semnalului va fi de zece ori mai mare decât a zgomotului. Înțelegem acum de ce reacția negativă nici nu îmbunătățește performanțele de zgomot ale amplificatorului dar nici nu le strică: zgomotul de la ieșire este micșorat tot de atâtea ori ca și amplficarea. Amplificatorul fără reacție și amplificatorul cu reacție au același zgomot raportat la intrare. Și doar acesta contează.

### 3.B. Stabilitatea sistemelor cu reacție negativă

Toate avantajele reacției negative discutate pînă acum se bazează pe faptul că amplificarea pe buclă este mult mai mare decît unitatea. Putem însă crește oricît această amplificare ? Am văzut doar că la reacția pozitivă, atunci cînd amplificarea pe buclă era egală sau mai mare decît valoarea unitară, sistemul devenea instabil. Răspunsul la această întrebare este legat de expresia explicită a funcției de transfer a buclei  $H_{OL}(s)$ . Pentru o comportare de filtru trece-bandă de ordinul doi, așa cum se întîmpla în exemplul anterior, aceasta este

$$H_{OL}(s) = K \frac{s}{(s + \omega_l)(s + \omega_h)} \tag{14.44}$$

La aplicarea reacției negative, cei doi poli reali negativi se mișcă pe axa reală ca în Fig. 14.58. Cel din stînga, deplasîndu-se pe axa reală spre  $-\infty$ , nu poate genera instabilitate. Cel din dreapta ar putea, în principiu, să ajungă în semiplanul drept (semiplanul de instabilitate) dar calculele arată că la creșterea spre infinit a gradului de reacție el se duce asimptotic spre origine, dar nu ajunge niciodată acolo. Concluzia este că putem mări oricît gradul de reacție fără ca circuitul să devină instabil (instabilitatea este provocată de poziționarea polilor în semiplanul drept  $Re s > 0$ ).

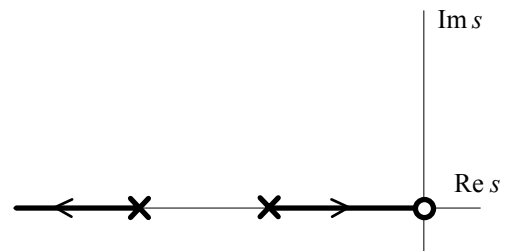
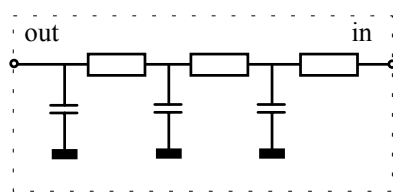


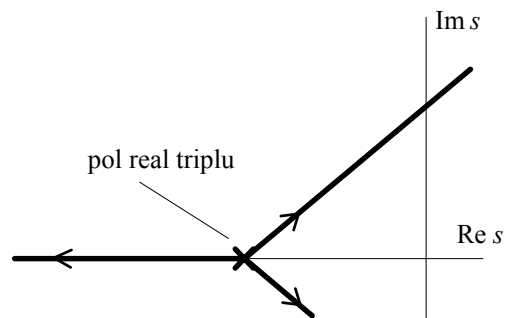
Fig. 14.58. Dacă  $H_{OL}(s)$  este o funcție trece-bandă de ordinul doi, sistemul cu reacție este todeauna stabil.

Nu același lucru se poate spune despre cazul prezentat în Fig. 14.59. Aici pe calea directă avem un amplificator neselectiv dar pe calea inversă avem un filtru trece jos de ordinul trei; el ar putea fi realizat prin legarea în cascadă a trei filtre RC de ordinul unu (integratoare RC). În consecință, funcția de transfer a buclei  $H_{OL}(s)$  este una trece jos de ordinul trei. Pentru simplitate, am considerat că cei trei poli ai lui  $H_{OL}(s)$  ocupă aceeași poziție (desenul b).



blocul de pe calea inversa;  
pe calea directa este un  
amplificator neselectiv

a)



b)

Fig. 14.59. Dacă  $H_{OL}(s)$  este o funcție trece-jos de ordinul trei, creșterea gradului de reacție negativă produce instabilitatea sistemului.

La creșterea gradului de reacție datorită măririi amplificării de pe calea directă, cei trei poli evoluează ca în desen. Unul dintre se duce cuminte pe axa reală către  $-\infty$  dar ceilalți doi formează o pereche complexă care se deplasează după niște linii drepte către semiplanul de instabilitate  $Re s > 0$ . Cînd amplificarea pe

□

buclă (măsurată la frecvența zero) ajunge pe la valoarea 8, perechea de poli este pe axa imaginară: am obținut un oscilator excelent, deși la frecvența nulă reacția este negativă. Trebuie remarcat că nu creșterea amplificării cu reacție conduce la oscilații (aceasta de fapt scade, fiind în banda de trecere aproximativ  $1/B$ ) ci **creșterea amplificării pe buclă** (a gradului de reacție).

Pentru anumite sisteme cu reacție negativă la curent continuu, creșterea gradului de reacție poate conduce la instabilitate, sistemul intrând în oscilație.

Dacă ar trebui să construiești un sistem de control automat și funcția de transfer a buclei ar avea trei poli identici (sau apropiați între ei) ați fi într-o situație dificilă. Pe de o parte cu  $H_{OL DC} \leq 8$  precizia sistemului de control ar fi ridicolă, iar pe de altă parte creșterea acestei amplificării pe buclă duce cu siguranță la intrarea în oscilație a întregului sistem, făcându-l cel puțin inutilizabil dacă nu chiar periculos. (Vă amintiți ce se întâmplă câteodată când tot încercând să evitați ciocnirea cu o persoană care se îndreaptă spre dumneavoastră luați deciziile cu o asemenea defazare încât ciocnirea devine inevitabilă ?) Soluția la problema cu sistemul de control automat este introducerea în funcția de transfer  $H_{OL}(s)$  a unor zerouri și poli suplimentari, poziționați într-un anumit fel. Această procedură se numește **compensare în frecvență** și este utilizată și în alte situații decât sistemele de control automat.

Pentru a vedea cum este posibil ca un sistem cu reacție negativă la curent continuu să oscileze, să privim la evoluția modulului și fazei funcției de transfer  $\tilde{H}_{OL}(\omega)$  din exemplul anterior (Fig. 14.60). De data aceasta nu am mai luat polii suprapuși ci situații la  $-1$  rad/s,  $-5$  rad/s și  $-10$  rad/s. Pe diagrama fazei, defazajele produse de fiecare din cei trei poli au fost desenate separat; fiecare din ele poate ajunge până aproape de  $-90^\circ$ . Pentru a afla defazajul total (desenat cu linie mai groasă) trebuie să le adunăm. Rezultatul este că la o anumită frecvență,  $\omega_{180}$ , acest defazaj total ajunge la  $-180^\circ$ , ceea ce este același lucru cu  $180^\circ$ : **semnalul sinusoidal este inversat**. Dar bucla de reacție avea deja o inversare pe care o efectua comparatorul. Concluzia este una singură:

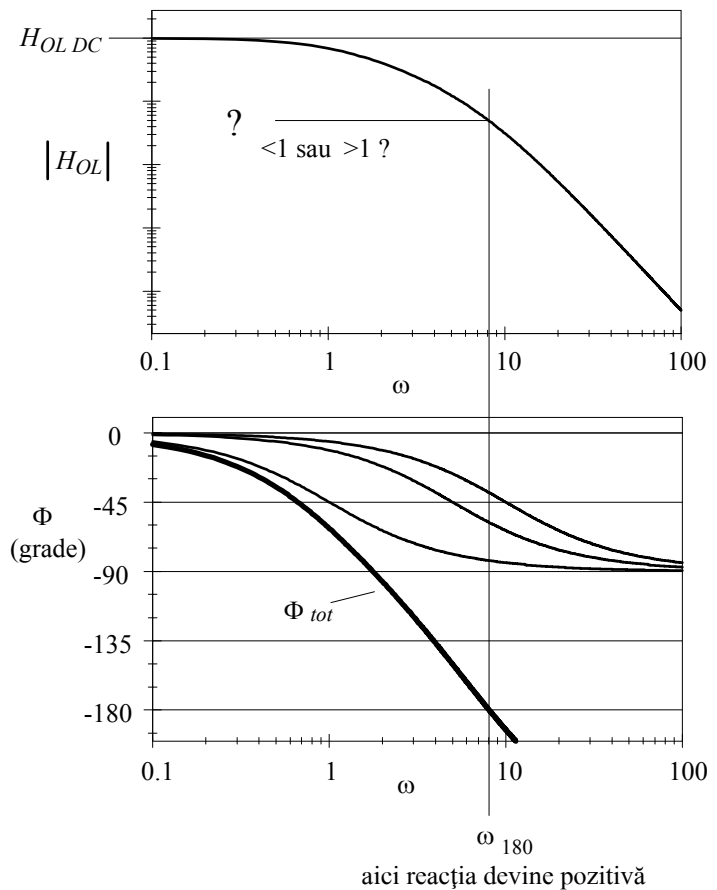


Fig. 14.60. Amplificarea și faza pentru exemplul din 14.58 (frecvențele polilor sunt 1 rad/s, 5 rad/s și 10 rad/s).

deși reacția este negativă la curent continuu, ea devine pozitivă la frecvența  $\omega_{180}$ .

Dacă amplificarea pe buclă, care era  $H_{OL DC}$  la curent continuu, nu a apucat să scadă suficient pentru a ajunge sub valoarea critică unitară, sistemul cu reacție va fi instabil și nu va exista un regim permanentizat nici la curent continuu și nici la vreo altă frecvență. Atîta vreme cît blocurile sistemului vor continua să se comporte liniar, tensiunea de ieșire va oscila cu o amplitudine din ce în ce mai mare, ducînd inevitabil sistemul în limitare apoi oscilațiile vor continua, dar forma lor nu va mai fi sinusoidală.

Condiția ca un sistem cu reacție negativă la curent continuu să fie stabil este ca, la frecvența pentru care faza lui  $H_{OL}(\omega)$  este  $180^\circ$ , modulul amplificării pe buclă să fie subunitar,  $|H_{OL}(\omega_{180})| < 1$ .

Pentru a fi siguri că sistemul nu va deveni instabil datorită derivei componentelor și că răspunsul său la perturbații este suficient de amortizat, trebuie să asigurăm la  $\omega_{180}$  o amplificare subunitară cu o anumită **rezervă de amplificare (gain margin** în limba engleză). Ea se măsoară de regulă în decibeli

$$M_G = -20 \cdot \log |H_{OL}(\omega_{180})| \quad (14.45)$$

și este recomandat să fie cel puțin 10 - 20 dB.; aceasta înseamnă că  $|H_{OL}(\omega_{180})|$  trebuie să fie cel mult de 0.1-0.3.

*Observație Necunoscînd bine limba în care trebuiau să traducă terminologia de limbă engleză, anumiți autori români au inventat termenul monstruos de "margină de câștig".*

Deoarece scăderea modulului amplificării la creșterea frecvenței este monotonă la acest tip de sisteme, condiția de stabilitate se poate formula și în altfel. Găsim mai întîi frecvența  $\omega_u$  la care modulul amplificării pe buclă ajunge la valoarea unitară (câștig egal cu 0 dB) și ne asigurăm că aici defazajul nu a ajuns încă la  $-180^\circ$ .

Condiția ca un sistem cu reacție negativă la curent continuu să fie stabil este ca, la frecvența  $\omega_u$  pentru care modulul lui  $H_{OL}(\omega)$  este unitar, întârzierea de fază să fie mai mică de  $180^\circ$ ,  $|\Phi_{OL}(\omega_u)| < 180^\circ$ .

În practică trebuie asigurată o anumită **rezervă de fază** pînă la valoarea fatidică de  $180^\circ$ ; se recomandă ca aceasta să fie de cel puțin  $30^\circ$ - $50^\circ$ .

Ambele formulări ale condiției de stabilitate necesită cunoașterea atît a diagramei modulului amplificării pe buclă cît și a fazei sale. De multe ori am prefera să lucrăm numai cu diagrama modulului amplificării și să formulăm o condiție de stabilitate asiguratoare legată numai de modulele amplificărilor, chiar dacă este mai restrictivă decît ar fi necesar. Această condiție de stabilitate poate fi formulată chiar în termenii diagramelor funcțiilor  $|A_0(\omega)|$  și  $1/|B(\omega)|$  pe care le-am utilizat pentru deducerea aproximativă a amplificării cu reacție (vezi Fig. 14.54 b).

Am văzut acolo că, pe măsură ce crește frecvența, cele două diagrame se apropie, ele intersectîndu-se acolo unde modulul amplificării pe buclă devine unitar. Notînd cu  $S_{1/B}$  și  $S_{A_0}$  pantele lor în diagramă log-log, putem afirma că

□

Dacă în punctul în care se întâlnesc diagramele  $1/|B(\omega)|$  și  $|A_0(\omega)|$  diferența între pantele lor,  $S_{1/B} - S_{A_0}$ , este mai mică sau egală cu 2 decade pe decadă (40 dB/decadă), atunci sistemul este stabil; este bine să evităm cazul egalității cu 2 decade pe decadă deoarece amortizarea răspunsului liber este insuficientă.

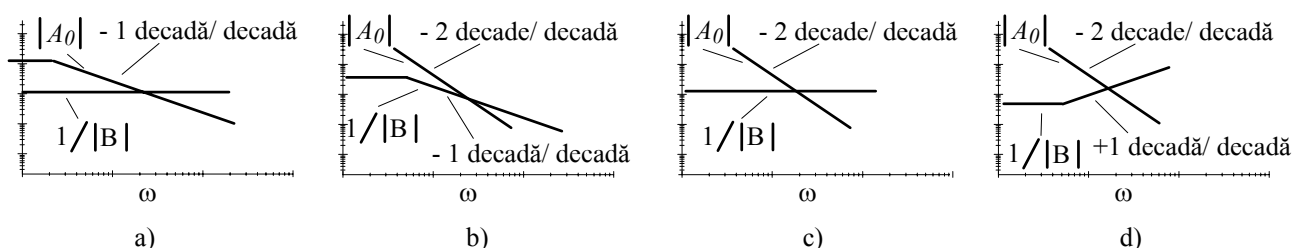


Fig. 14.61.

Aplicarea acestei condiții este exemplificată în Fig. 14.61. Pentru cazurile din desenele a) și b) diferența de pantă este de 1 decadă/decadă și putem fi liniștiți, nu vom avea probleme cu stabilitatea. În situația din exemplul c), diferența de pantă este de 2 decade/decadă; sistemul va fi stabil dar ne putem aștepta la un răspuns liber insuficient de amortizat, este bine să nu ajungem în această situație. Spre deosebire de cazurile anterioare, pentru cel din exemplul d) diferența de pantă este mai mare de 2 decade/decadă: nu mai putem garanta stabilitatea sistemului.

### 3.C. Sisteme de control automat

#### O interpretare suspect de simplă a sistemelor cu reacție negativă ...

Să luăm un sistem care are reacție negativă la frecvența zero (curent continuu) și la care amplificarea pe buclă este foarte mare (ea poate ajunge uzual pe la  $10^3$ - $10^7$ ). Acesta este întodeauna situația în cazul sistemelor de control automat. Indiferent ce fac factorii reali  $H_{d DC}$  și  $H_{i DC}$ ,

**1. Dacă blocul de comparație nu greșește, mărimea de reacție este todeauna practic egală cu cea de intrare,  $X_r = X_{in}$ .**

Mărimea de reacție este, în ultimă instanță, mărimea controlată de buclă. Pentru că o știm pe ea, putem afirma imediat

**2. Dacă în plus blocul de pe calea inversă este liniar, cu factorul său de transfer  $H_{i DC}$  constant, și el nu greșește în executarea operației de înmulțire, atunci mărimea de ieșire  $Y_{out}$  este controlată numai de mărimea de intrare  $X_{in}$  conform relației liniare  $Y_{out} = X_{in}/H_{i DC}$ .**

În afirmațiile anterioare nu se spune nimic despre blocul de pe calea directă; ce ar trebui el să facă pentru a nu invalida relația  $Y_{out} = X_{in}/H_{i DC}$  ?

**3. Blocul de pe calea directă este liber să facă aproape orice, poate fi neliniar, poate adăuga o perturbație externă, comportarea lui se poate modifica în timp; un singur lucru îi este interzis, și anume să micșoreze amplificarea pe buclă  $H_{OL DC} = H_{d DC} \cdot H_{i DC}$  sub valoarea cerută de pretențiile asupra preciziei controlului.**

### ... și rețeta universală pentru un sistem de control automat

Sistemele automate care pot păstra temperatura constantă se numesc termostate; putem controla însă pe același principiu **orice** mărime fizică: presiunea mecanică, intensitatea luminii, câmpul magnetic sau electric dintr-un anumit punct, o tensiune electrică sau un curent electric, etc. Să numim, în glumă, un astfel de sistem **Orice**-stat. Cu el putem face mai mult decât să păstrăm constantă această mărime, putem s-o facem să evolueze cum dorim noi, producând, de exemplu, tensiunea de comandă cu un calculator electronic. Se spune că mărimea fizică "Orice" este **aservită**, sistemele de control automat mai fiind numite și **servosisteme**. Cum ne construim, însă, un Orice-stat ?

1. În primul rând, avem nevoie de un dispozitiv controlat electric (preferabil în tensiune), care să producă mărimea fizică "Orice": un dispozitiv piezoelectric sau electromagnetice care să producă o apăsare mecanică, un bec, diodă luminescentă sau un laser care să producă lumină, un condensator care să producă un câmp electric, ș.a.m.d. Un asemenea dispozitiv se numește **actuator** sau element de execuție.

Ne trebuie, deci, obligatoriu, un actuator. Nu trebuie să fie neapărat liniar și nici foarte stabil. E bine, totuși, să fie suficient de sensibil la comanda electrică. El va fi montat pe calea directă, așa cum se vede în Fig. 14.62.

2. În al doilea rând, avem nevoie de un dispozitiv care să măsoare mărimea "Orice" și să ofere informația obținută sub formă electrică (preferabil o tensiune); el va fi montat pe calea inversă. Un asemenea dispozitiv este numit **traductor (transducer** în engleză) sau senzor. Traductorul de "Orice" trebuie ales cu grijă: liniaritatea, precizia și stabilitatea sa vor dicta liniaritatea, precizia și stabilitatea întregului sistem de control.

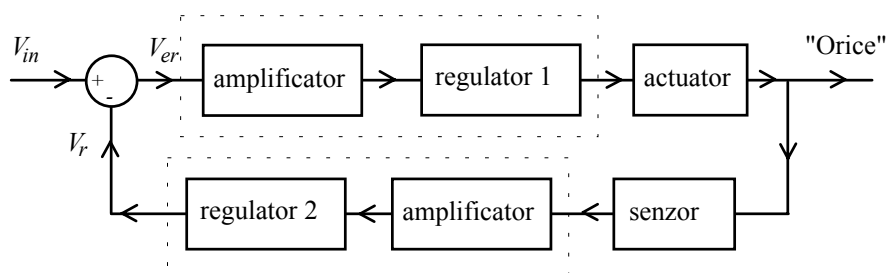


Fig. 14.62. Schema bloc a unui sistem de control automat.

3. De aici încolo, problema este numai de electronică. Un element cheie este comparatorul. El va fi cu siguranță afectat de o eroare de comparație; ca aceasta să nu conteze prea mult, trebuie neapărat ca tensiunile comparate să aibă valori mari, cel puțin de o zecime de volt. Pentru a realiza această condiție, pe calea inversă se înseriază, după caz, un atenuator sau un amplificator care funcționează începând de la frecvența nulă (curent continuu). Amplificarea lor trebuie să fie foarte stabilă, orice eroare va afecta direct mărimea controlată, modificând factorul  $H_{iDC}$ .

4. Al doilea punct cheie este obținerea semnalului de comandă  $X_{in}$ , de regulă o tensiune electrică. De stabilitatea și precizia cu care o producem depinde direct stabilitatea și precizia mărimii controlate, deoarece  $\Delta \text{"Orice"} = \Delta V_{in} / H_{iDC}$ .

5. Penultimul lucru ce trebuie făcut este asigurarea unei amplificări pe buclă suficient de mari. Dacă dorim o precizie a controlului de 0.1%,  $H_{OLDC}$  trebuie să fie cel puțin 1000. La factorul  $H_{iDC}$  nu mai putem interveni, el a fost stabilit la pasul nr. 3; rămâne soluția inserării unui amplificator pe calea directă, înaintea actuatorului. Și acest amplificator trebuie să aibă banda de trecere începând de la frecvența nulă.

6. Cu acestea, sistemul de control automat poate fi pus în funcțiune. Cu o probabilitate dureros de apropiată de unitate, mai ales dacă a trebuit să asigurăm o amplificare  $H_{OLDC}$  mare, sistemul va oscila. Am

văzut mai devreme de ce se întâmplă așa. Pentru a face sistemul stabil, ideea de bază este să facem ca amplificarea  $|H_{OL}(\omega)|$  să scadă rapid cu frecvența, dar acest lucru va face sistemul de control să răspundă mai lent la modificările mărimii de comandă și la perturbații. Din păcate, pentru realizarea unui compromis acceptabil nu se pot da rețete simple. Practic, modificarea funcției de transfer  $H_{OL}(\omega)$  se face prin intercalarea unor blocuri speciale, numite **reglatoare (controller** în engleză), pe calea directă sau/și pe calea inversă. Ele conțin, de regulă, și amplificatoarele desenate de noi separat. Pentru a sugera acest lucru, le-am încadrat împreună în dreptunghiuri desenate punctat.

### Care anume dintre mărimi este controlată de către bucla de reacție negativă

Am văzut că reacția negativă diminuează efectul unei perturbații asupra ieșirii sistemului numai dacă perturbația este aplicată pe calea directă. Ne putem pune astfel întrebarea: care mărime este atunci controlată de buclă și obligată să fie practic de  $1/H_i$  ori mai mare decât cea de intrare? Aceasta este, evident, cea aplicată la intrarea blocului de pe calea inversă.

O buclă de reacție negativă controlează numai mărimea aplicată la intrarea blocului de pe calea inversă, făcând-o practic imună la perturbațiile aplicate pe calea directă.

Dacă formularea anterioară vi se pare prea complicată, gândiți-vă că dacă reglați instalația de climatizare la 20°C dar puneți senzorul de temperatură în bucătărie, instalația va menține 20°C în bucătărie, chiar dacă dumneavoastră tremurați de frig în sufragerie. Și dacă e să fim mai preciși, nici în toată bucătăria temperatura nu va fi de 20°C, de fapt **temperatura senzorului** va fi menținută constantă.

### 3.D. Aplicarea reacției negative unor circuite electronice

#### Reacția negativă permite construirea de surse de tensiune și surse de curent incredibil de apropiate de sursele ideale

Faptul că mărimea aplicată blocului de pe calea inversă este cea controlată de către reacția negativă are o importanță esențială atunci când construim bucle de reacție negativă în jurul unui circuit electronic, deoarece la portul său de ieșire avem de ales între **două mărimi: tensiunea sau curentul**. Fiind liniar, el poate fi echivalat Thevenin la ieșire (Fig. 14.63 a): sursa ideală de tensiune este comandată de la intrare cu funcția de transfer  $H_d(s)$  iar  $Z_0$  este impedanța sa de ieșire.

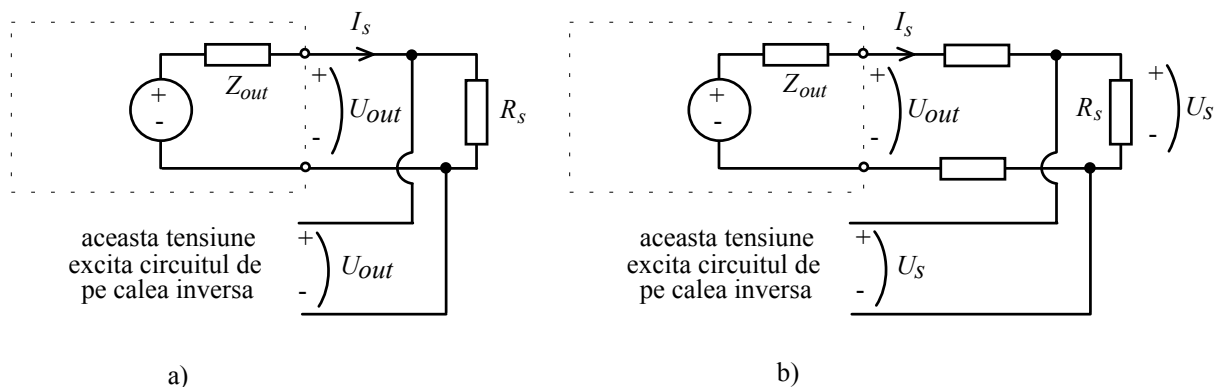


Fig. 14.63. Utilizarea informației de tensiune pentru excitarea circuitului de pe calea inversă.



Dacă alegem să închidem bucla de reacție folosind ca informație **tensiunea de ieșire**  $U_{out}$ , atunci sistemul cu reacție va controla această mărime care va depinde numai de mărimea de la intrare și nu de curentul cerut de rezistența de sarcină: sistemul cu reacție se comportă ca o **sursă aproape ideală de tensiune**. Efectul variației curentului de sarcină apare ca o perturbație asupra tensiunii de ieșire, având în absența reacției mărimea  $-\Delta I_s Z_{out}$ , și acest efect va fi redus de  $1 + H_{OL} \cong H_{OL}$  ori de câte ori reacția negativă. Variația tensiunii de ieșire fiind mult mai mică la aceeași variație  $\Delta I_s$ , înseamnă că impedanța de ieșire a sistemului cu reacție  $Z_{out r}$  este mult mai mică; rezultă că

$$Z_{out r} = \frac{Z_{out}}{1 + H_{OL}} \cong \frac{Z_{out}}{H_{OL}} \quad (14.46)$$

Dacă circuitul funcționează la curent continuu, așa cum este cazul unei surse de alimentare, în relația anterioară intervine amplificarea la curent continuu  $H_{OL DC}$ . Aceasta poate ajunge pînă la valori de ordinul  $10^6$  și putem astfel construi surse de alimentare cu rezistență internă infimă.

Utilizînd tensiunea ca mărime de reacție (aplicată blocului de pe calea inversă), reacția negativă permite construirea unor surse de tensiune cu rezistențe interne infime, extrem de apropiate de sursa ideală.

În practică se face chiar și mai mult. Dacă între sursă și consumator există o distanță mare și firele de alimentare sunt lungi și rezistența lor contează, ca în Fig.14.63 b), informația de tensiune utilizată la reacție nu se mai ia de la bornele sursei ci de la bornele consumatorului. Prin acest truc, efectul rezistenței firelor este introdus în buclă, pe calea directă, și va fi micșorat de către reacția negativă tot de  $H_{OL DC}$  ori ca și rezistența internă  $Z_{out}$  a sursei fără reacție.

Pentru regim sinusoidal permanent, relația (14.46) funcționează între impedanțele (în general complexe) fără reacție și cu reacție, valoarea funcției de transfer pe buclă trebuind luată la frecvența la care calculăm impedanțele.

Dacă la un circuit electronic, informația prelevată de la ieșire este tensiunea, reacția negativă reduce de  $1 + H_{OL}(\omega) \cong H_{OL}(\omega)$  ori impedanța de ieșire.

Factorul este chiar cel cu care reacția a micșorat amplificarea la acea frecvență.

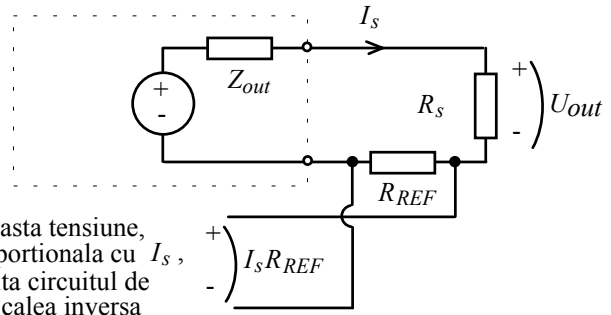
Deoarece amplificarea oricărui amplificator scade la frecvențe foarte mari (avînd timp de răspuns finit), așa se va întîmpla și cu amplificarea pe buclă. În consecință, trebuie să ne așteptăm ca la frecvențe mari efectul reacției negative asupra impedanței de ieșire să fie din ce în ce mai mic.

Din acest motiv, la sursele de alimentare veți găsi întodeauna condensatoare de valoare rezonabilă (0.1  $\mu$ F - 10  $\mu$ F) montate la ieșire care **nu au rol de filtrare a ondulației de 50 Hz**. Ele asigură impedanța redusă la frecvențele mari la care bucla de reacție nu mai are amplificare suficientă. Altfel spus, ele suplinesc variațiile bruște ale curentului cerut de sarcină deoarece bucla de reacție nu este destul de rapidă ca să le producă. Din acest motiv, aceste condensatoare trebuie să poată lucra la frecvențe mari (să aibă inductanțe mici), fiind ceramice sau electrolitice cu tantal.

Putem face însă și cealaltă alegere: să utilizăm informația de curent la intrarea blocului de pe calea inversă. Cum acesta este sensibil, de regulă, la tensiuni, informația de curent este convertită în informație de tensiune prin intercalarea unei rezistențe "spion",  $R_{REF}$ , în calea curentului de ieșire, ca în Fig. 14.64. De data aceasta, bucla de reacție negativă va controla **curentul de ieșire**, obligîndu-l să asculte practic numai de

mărima de intrare  $X_{in}$  și făcându-l insensibil la modificările rezistenței de sarcină. Este clar că circuitul cu reacție se comportă acum ca o **sursă de curent** aproape ideală.

Modificarea tensiunii de ieșire  $U_{out}$  (datorită modificării rezistenței de sarcină) acționează ca o perturbație asupra curentului de ieșire. În absența reacției efectul ei ar fi  $\Delta I_s = -\Delta U_{out} / (Z_{out} + R_{REF})$  dar reacția îl micșorează de  $1 + H_{OL}(\omega) \cong H_{OL}(\omega)$  ori. Este ca și cum impedanța de ieșire a circuitului ar fi  $H_{OL}(\omega)(Z_{out} + R_{REF}) \cong H_{OL}(\omega)Z_{out}$ .



aceasta tensiune, proporțională cu  $I_s$ , excita circuitul de pe calea inversă

Fig. 14.64. Utilizarea informației de curent pentru excitarea circuitului de pe calea inversă.

Dacă la un circuit electronic, informația prelevată de la ieșire este curentul, reacția negativă mărește de  $1 + H_{OL}(\omega) \cong H_{OL}(\omega)$  ori impedanța sa de ieșire.

Un tranzistor bipolar cu emitorul la masă se comportă în colector ca o sursă de curent de performanțe modeste: impedanța de ieșire din colector ajunge pe la  $100 \text{ k}\Omega$  la un curent de repaus de  $1 \text{ mA}$ . Așa cum am constatat în Fig. 14.51 și 14.53, prin intercalarea unui rezistor în emitor (degenerare) introducem o reacție negativă, informația prelevată fiind **intensitatea curentului** de colector. Rezultă din cele constatate mai sus că reacția negativă **mărește** impedanța de ieșire: cu  $1 \text{ V}$  pierdut pe rezistența din emitor, această mărire este de  $1 + R_E / r_e = 41$  ori.

Vom vedea în capitolul următor că putem închide bucla de reacție negativă și cu amplificatoare operaționale, ajungând la valori mult mai mari ale amplificării pe buclă. Astfel,

utilizând intensitatea curentului ca mărime de reacție (aplicată blocului de pe calea inversă), reacția negativă permite construirea unor surse de curent cu rezistențe interne enorme, extrem de apropiate de sursa ideală.

Exemplul cu tranzistorul bipolar nu trebuie să vă facă să credeți că e necesar să porniți neapărat cu o sursă de curent (chiar de performanțe modeste). Reacția negativă poate să producă surse de curent foarte bune din orice: dacă în Fig. 14.64 circuitul de pe calea directă este **sursă ideală de tensiune** ( $Z_{out} = 0$ ), impedanța de ieșire cu reacție este  $H_{OL}(\omega)R_{REF}$  ajungând ușor la  $1 \text{ M}\Omega$  cu o amplificarea pe buclă este de  $10^6$  fără să fie necesar să măriți  $R_{REF}$  peste  $1\Omega$ . Or, dacă lucrați la curenți de ordinul miliamperilor,  $R_{REF}$  poate ajunge fără probleme la sute de  $\Omega$ .

Dacă sistemul nostru conține și altceva decât circuite electronice, lucrurile devin și mai interesante. De exemplu, o diodă laser este alimentată de obicei cu o sursă de curent, informația pentru circuitul de pe calea inversă fiind luată exact ca în Fig. 14.64. Dezavantajul acestui mod de alimentare este acela că intensitatea luminii emise depinde, în afară de intensitatea curentului de alimentare, și de temperatură. În același capsulă cu dioda laser este montată și o **fotodiodă**, care produce un curent dependent de intensitatea luminii laser emise. Nu avem decât să alegem acest curent ca informație pentru reacția negativă și sistemul menține acum constantă **intensitatea luminii** emise chiar dacă se modifică temperatura sau caracteristicile diodei, datorită îmbătrânirii.

**Cît trebuie să fie impedanța de intrare a blocului de pe calea inversă ?**

Cu schemele bloc care reprezintă relațiile între variabile viața este ușoară, nu trebuie decît să scriem formula amplificării cu reacție. Aceasta se întîmplă deoarece **ecuațiile care descriu funcționarea sistemului fizic sunt deja cunoscute**. Cînd pornim însă de la **schema electronică** a unui circuit lucrurile sunt mult mai complicate deoarece circuitul manipulează simultan două tipuri de semnale (curenți și tensiuni) iar relațiile între ele sunt numeroase și de loc simple. Am văzut acest lucru cînd am analizat efectul introducerii rezistenței în circuitul de emitor al tranzistorului și apoi în paragrafele precedente, unde am avut de ales informația care este utilizată pe calea inversă.

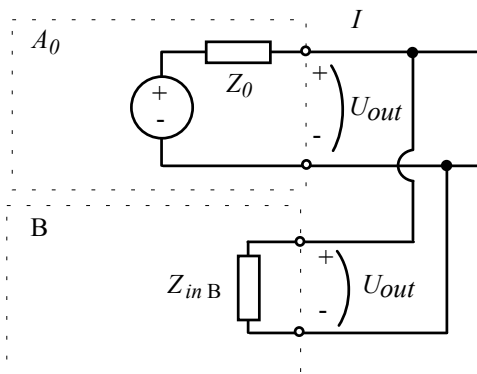


Fig. 14.65.

Discuțăm acum modul în care trebuie realizat circuitul electronic de pe calea inversă. Cînd informația prelevată de la ieșire este tensiunea, circuitul de pe calea inversă ar trebui, în principiu, să aibă impedanță de intrare infinită pentru a nu perturba tensiunea de ieșire a amplificatorului de pe calea directă. Dacă nu se întîmplă așa, și nici amplificatorul de pe calea directă nu are impedanța de ieșire nulă (Fig.14.65), **amplificarea  $A_0$  nu este cea pe care amplificatorul de pe calea directă o are fără reacție** (în gol) fiind, de fapt

$$A_0 = A_{0\text{ gol}} Z_{in B} / (Z_{out} + Z_{in B}); \tag{14.47}$$

cu toate acestea, amplificarea pe calea inversă **rămîne neschimbată**. Ceea ce scade, datorită impedanței  $Z_{in B}$  finite, este amplificarea pe buclă; dacă aceasta rămîne însă suficient de mare, amplificarea cu reacție nu se modifică, fiind în continuare  $A_r \cong 1/B$ . În consecință, dacă sunt rezerve de amplificare ( $BA_{0\text{ gol}}$  suficient de mare) nu merită să pierdem timpul încercînd să mărim exagerat impedanța de intrare a circuitului de pe caea inversă.

Atunci cînd informația prelevată de la ieșire este intensitatea curentului, aceasta se face prin intercalarea unei rezistențe  $R_{REF}$  de valoare mică, cum am arătat în Fig. 14.64. Din acest motiv, condiția asupra lui  $Z_{in B}$  este încă și mai relaxată.

**Ce comparăm la intrare**

Problema delicată o constituie, însă, efecuirea comparației de la intrarea buclei de reacție, adică a diferenței  $X_{in} - X_r$ . Ea are o soluție simplă atunci cînd amplificatorul de pe calea directă este unul **diferențial**, cu două intrări și amplifică numai diferența dintre potențialele intrărilor. Așa se întîmplă în cazul etajului diferențial cu două tranzistoare și vom vedea că și amplificatoarele operaționale sunt tot amplificatoare diferențiale. În acest caz, nu avem decît să cuplăm tensiunea  $V_{in}$  la intrarea neinversoare și tensiunea de reacție la intrarea inversoare, ca în Fig. 14.66 a). Am obținut o **comparare a tensiunilor** (numită și comparare pe ochi sau pe buclă).

*Observație: În expresia "comparație pe buclă", prin buclă se înțelege ochiul de circuit desenat în Fig. 14.66 a) și nu bucla de reacție. Pentru evitarea confuziilor, cel mai bine e să evitați această expresie, utilizînd formele echivalente.*

Să considerăm, pentru început, că circuitul de pe calea inversă are impedența de ieșire nulă, comportându-se ca o sursă ideală de tensiune, și să calculăm intensitatea curentului cerut de la generatorul care comandă circuitul

$$I_{in} = \frac{V_{in} - V_r}{Z_{in0}} = \frac{V_{in}}{(1 + BA_0)Z_{in0}}; \quad (14.48)$$

obținem o valoare de  $1 + BA_0$  mai mică decât în cazul fără reacție (cu intrarea inversoare la masă).

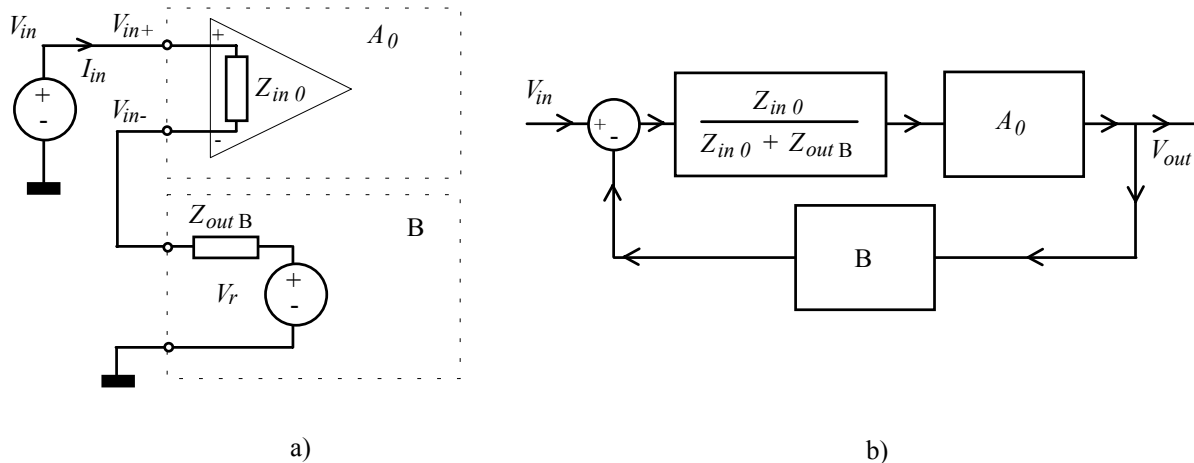


Fig. 14.66. Comparația tensiunilor (comparație pe ochi).

Aceasta înseamnă că

în cazul comparării tensiunilor, reacția negativă mărește de  $1 + BA_0 \cong BA_0$  impedența de intrare a amplificatorului.

O astfel de situație am întâlnit la exemplul amplificatorului cu emitor comun degenerat prin introducerea unui rezistor în emitor (Fig. 14.53): la intrare se comparau două tensiuni. Din această cauză, impedența de intrare, egală cu  $\beta r_e$  fără reacție, devine de  $1 + R_E/r_e \cong R_E/r_e$  ori mai mare, ajungînd cu reacție la valoarea  $\beta R_E$ .

Luăm acum în considerație ce se întîmplă dacă circuitul de reacție are o impedență de ieșire  $Z_{out B}$  nenulă. Pe intrarea inversoare a amplificatorului diferențial potențialul nu mai este  $V_r$ ; aplicînd teorema Milman și făcînd diferența  $V_{in+} - V_{in-}$  obținem că amplificatorul diferențial amplifică acum pe

$$V_{in+} - V_{in-} = \frac{Z_{in0}}{Z_{in0} + Z_{out B}} (V_{in} - V_r); \quad (14.49)$$

este ca și cum în schema bloc s-ar fi intercalat un bloc suplimentar între comparator și circuitul de pe calea directă (desenul b al figurii). Efectul este numai scăderea amplificării pe buclă; dacă aceasta continuă să fie destul de mare, amplificarea cu reacție rămîne neschimbată  $A_r \cong 1/B$ . Dacă avem rezervă de amplificare suficientă, nu trebuie să ne obosem prea tare nici cu micșorarea impedenței de ieșire a blocului de pe calea inversă.

Există situații când amplificatorul de pe calea directă **nu are intrare diferențială**. În acest caz va trebui să utilizăm pentru efectuarea comparației singurul nod disponibil și anume borna sa de intrare. Ne aducem aminte că, dacă legăm numai rezistențe, teorema Milman exprimă liniar potențialul unui nod în funcție de potențialele celor adiacente; conectăm două rezistențe egale, de valoare  $R_1$ , ca în Fig. 14.67. Cum în expresia teoremei apar numai semne pozitive, va trebui să aranjăm în prealabil ca circuitul de pe calea inversă să producă el și înmulțirea cu -1. Cu acestea, valoarea potențialului  $V'$  la intrarea amplificatorului de pe calea directă se obține ca fiind

$$V' = \frac{Z_{in0}}{2Z_{in0} + R_1}(V_{in} - V_r); \tag{14.50}$$

același lucru s-ar fi întâmplat dacă intercalam pe calea directă un bloc suplimentar, avînd amplificarea egală cu primul factor din expresia de mai sus, așa cum se poate observa în desenul b) al figurii. Obținem o amplificare pe buclă mai mică (cu  $R_1 \rightarrow 0$  ea este jumătate din  $BA_0$ ) dar dacă aveam rezervă suficientă amplificarea cu reacție continuă să fie  $A_r \cong 1/B$ . Neîmperecherea celor două rezistențe conduce însă la modificarea amplificării cu reacție.

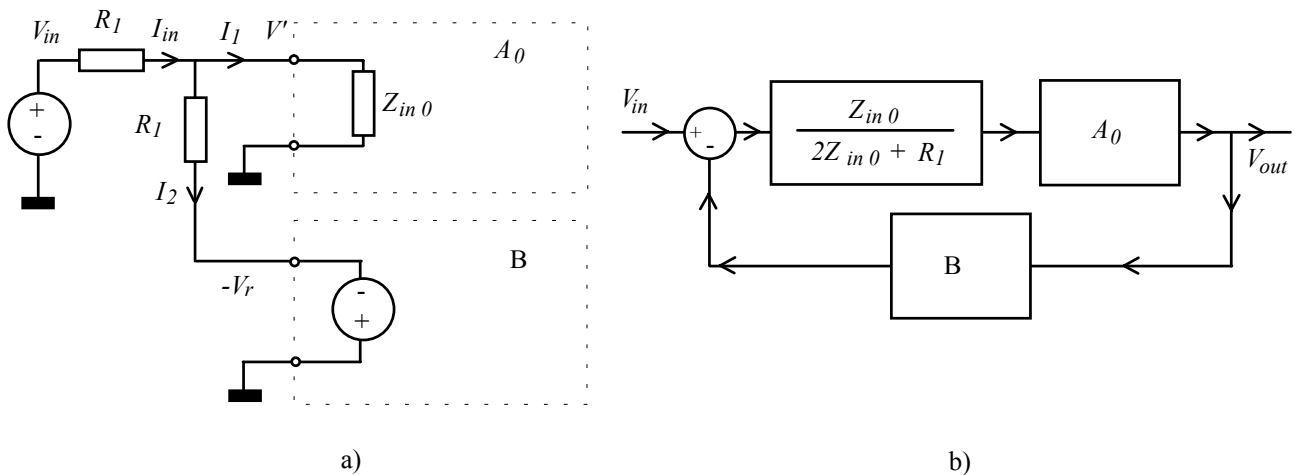


Fig. 14.67. Comparația curenților (comparație pe nod).

Ceea ce am făcut noi prin legarea rezistențelor a fost să **comparăm curenții** (legea I a lui Kirchhoff); metoda se mai numește de asemenea și **comparație pe nod**.

Este interesant de văzut cât este curentul absorbit de la generatorul care excită circuitul cu reacție. În amplificatorul de pe calea directă intră  $I_1 = V'/Z_{in0}$  iar înspre ieșirea circuitului de pe calea inversă se duce

$$I_2 = \frac{V' - (-V_r)}{R_1} = \frac{V'(1 + BA_0)}{R_1} = \frac{V'}{R_1/(1 + BA_0)}. \tag{14.51}$$

Pentru că am avut grijă să inversăm semnalul  $V_r$ , produsul  $BA_0$  este în continuare pozitiv. Obținem astfel că rezistența  $R_1$  este văzută de generatorul de semnal care comandă circuitul ca și cum ar fi de  $1 + BA_0$  mai mică, scurtcircuitînd impedanța de intrare  $Z_{in0}$ .

□

În cazul comparării curenților (comparație pe nod), reacția negativă micșorează impedanța de intrare a amplificatorului.

Să mai ironizăm autorii care spun și scriu că "reacția negativă mărește impedanța de intrare în amplificator" ca și cum reacția negativă ar face asta întodeauna, indiferent de modul în care se realizează comparația pe buclă ? Mai bine observăm că micșorarea de  $1 + BA_0$  a rezistenței  $R_1$  este o variantă a teoremei Miller cu care ne-am întâlnit când aveam un condensator legat între poarta și drena tranzistorului cu efect de cîmp. Rezistențele apar mai mici, capacitățile apar mai mari (ceea ce se micșorează este todeauana impedanța).

## Enunțuri frecvent utilizate

(aflut de frecvent încit merită să le memorai)

-În teoria sistemelor cu reacție negativă se consideră, prin convenție, că inversarea semnalului este făcută de blocul de comparație, care realizează diferența  $X_{in} - X_r$ ; în consecință,  $H_{OL}$  este pozitivă iar formula funcției de transfer cu reacție este  $H_{CL}(s) = \frac{H_d(s)}{1 + H_{OL}(s)}$ .

-Dacă modulul amplificării pe buclă este mult mai mare decit unitatea  $|H_{OL}(s)| \gg 1$ , comportarea sistemului cu reacție este dictată practic numai de blocul de pe calea inversă,  $H_{CL}(s) \cong 1/H_i(s)$ .

-Pufind avea amplificarea subunitară, realizarea blocului de pe calea inversă este posibilă fără utilizarea de componente active, numai cu componente pasive, care au performanțe net superioare amplificatoarelor.

-În banda de trecere a lui  $H_{OL}(\omega)$ , reacția negativă micșorează amplificarea de  $1 + H_{OL}$  ori; acest număr este numit "factor de sacrificiu".

-Reacția negativă diminuează de  $1 + H_{OL}$  ori efectul asupra ieșirii produs de o perturbație aplicată pe calea directă și care are frecvența în banda de trecere; efectul perturbațiilor aplicate pe calea inversă este practic nemodificat.

-Reacția negativă face ca un bloc nelinier conectat pe calea directă să se comporte practic liniar, dacă blocul de pe calea inversă este liniar și reacția este destul de puternică.

-La frecvențele pentru care amplificarea pe buclă are modulul mult mai mare decit unitatea, amplificarea cu reacție este practic inversul amplificării de pe calea inversă  $A_r(\omega) \cong 1/B(\omega)$ .

-În această situație, modificarea amplificării de pe calea directă (daca nu micșorează prea mult amplificarea pe buclă) nu are nici un efect asupra amplificării cu reacție.

-Cînd blocul de reacție este neselectiv, reacția negativă lărgeste banda de trecere a unui filtru trece bandă. Pentru amplificatoarele de bandă largă, frecvența de tăiere inferioară este micșorată de  $1 + H_{OL}$ , frecvența de tăiere superioară este mărită de același număr de ori iar produsul amplificare-banda rămîne practic constant.

-În anumite situații, faza amplificării pe buclă  $H_{OL}(\omega)$ , care este nulă în banda de trecere, ajunge să fie la o anumită frecvență  $\omega_{180}$  egală cu  $180^\circ$  și reacția este pozitivă la această frecvență.

-Pentru ca un sistem cu reacție negativă să fie stabil este necesar ca la frecvența  $\omega_{180}$  modulul amplificării pe buclă să fie subunitar; pentru siguranță e bine ca el să fie cel mult 0.3, de preferat 0.1.

-O condiție echivalentă cu cea de mai sus este ca, la frecvența  $\omega_u$  unde modulul amplificării pe buclă coboară la unitate, întîrzierea de fază să nu fi ajuns la  $180^\circ$ ,  $|\Phi_{H_{OL}}(\omega_u)| < 180^\circ$ ; este bine să păstrăm o rezervă de fază de  $30^\circ$ - $50^\circ$  pînă la valoarea de  $180^\circ$ .

-Dacă în punctul în care se întîlnesc diagramele  $1/|B(\omega)|$  și  $|A_0(\omega)|$ , diferența între pantele lor,  $S_{1/B} - S_{A_0}$ , este mai mică sau egală decit 2 decade pe decadă (40 dB/decadă), atunci sistemul este cu siguranță stabil; este bine să evităm cazul egalității cu 2 decade pe decadă deoarece amortizarea răspunsului liber este insuficientă.

-Un sistem cu reacție negativă controlează (cînd amplificarea pe buclă e mare) mărimea care excită blocul de pe calea inversă.

-Dacă pentru excitarea blocului de pe calea inversă, informația utilizată de la ieșirea unui circuit electronic este tensiunea, impedanța sa de ieșire este redusă de  $1 + H_{OL}$  ori; dacă amplificarea pe buclă este mare, circuitul cu reacție se comportă ca o sursă ideală de tensiune.

□

-Dacă, pentru excitarea blocului de pe calea inversă, informația utilizată de la ieșirea unui circuit este intensitatea curentului, impedanța sa de ieșire este mărită de  $1 + H_{OL}$  ori; când amplificarea pe buclă este mare, circuitul cu reacție se comportă practic ca o sursă ideală de curent.

-Când intrarea amplificatorului de pe calea directă este una diferențială și comparația este între tensiuni (comparație pe ochi), reacția negativă mărește de  $1 + H_{OL}$  ori impedanța de intrare.

-Când comparația de la intrarea amplificatorului este între curenți (comparație pe nod), reacția negativă micșorează impedanța de intrare.

## Termeni noi

<b>-sistem de control automat (servosistem)</b>	sistem cu reacție negativă în care o mărime de un tip oarecare (mărime de ieșire) este controlată practic numai de starea unei mărimi de comandă (de cele mai multe ori de natură electrică);
<b>-mărime de comandă (de programare)</b>	mărimea ce controlează o alta (considerată mărime de ieșire) prin intermediul unui sistem de control automat;
<b>-mărime aservită (controlată)</b>	mărime controlată de un sistem de control automat (aservită măririi de comandă);
<b>-semnal de eroare</b>	diferența între mărimea de comandă și mărimea de reacție; este proporțională cu diferențarea între starea dorită pentru mărimea aservită și starea ei actuală;
<b>-produs amplificare bandă</b>	produsul dintre lățimea benzii de trecere a unui amplificator și mărimea amplificării sale în banda de trecere; la amplificatoarele de bandă largă rămâne practic constant, indiferent de gradul reacției negative;
<b>-raport semnal zgomot (SNR signal noise ratio)</b>	raportul dintre nivelul semnalului util și al zgomotului care a fost suprapus peste el;
<b>-tensiunea de zgomot raportată la intrare</b>	parametru de performanță al amplificatoarelor, definit ca tensiunea de zgomot produsă de ele la ieșire împărțită la mărimea amplificării; prin comparația sa cu nivelul semnalului de la intrare se poate deduce imediat cât va fi raportul semnal zgomot la ieșire;
<b>-comparația tensiunilor (comparație pe ochi)</b>	efectuarea, la intrarea unei bucle de reacție negativă, a diferenței între tensiunea de intrare și tensiunea de reacție prin înscrierea acestora într-un ochi de circuit;
<b>comparația curenților (comparație pe nod)</b>	efectuarea, la intrarea unei bucle de reacție negativă, a diferenței între semnalul de intrare și semnalul de reacție prin însumarea unor curenți care intră în același nod; înmulțirea cu -1 trebuie efectuată în alt loc de pe bucla de reacție;



**Problemă rezolvată**

a) Desenați schema operațională pentru amplificatorul cu sarcină distribuită din Fig. 14.68 a) . În schema operațională trebuie să apară ca variabilă potențialul emitorului. Tranzistorul are factorul de amplificare în curent  $\beta$  mai mare de 100 iar condensatoarele pot fi considerate de reactanță neglijabilă (scurtcircuite) la frecvențele de lucru. Calculați amplificarea și impedanța de intrare, pentru semnale de amplitudini mici.

b) În paralel cu rezistorul din emitor se leagă un condensator de valoare  $C_E$ ; fără să neglijați reactanța acestuia, determinați cum depinde amplificarea circuitului de frecvența. (celelalte condensatoare vor fi considerate în continuare ca niște scurtcircuite)

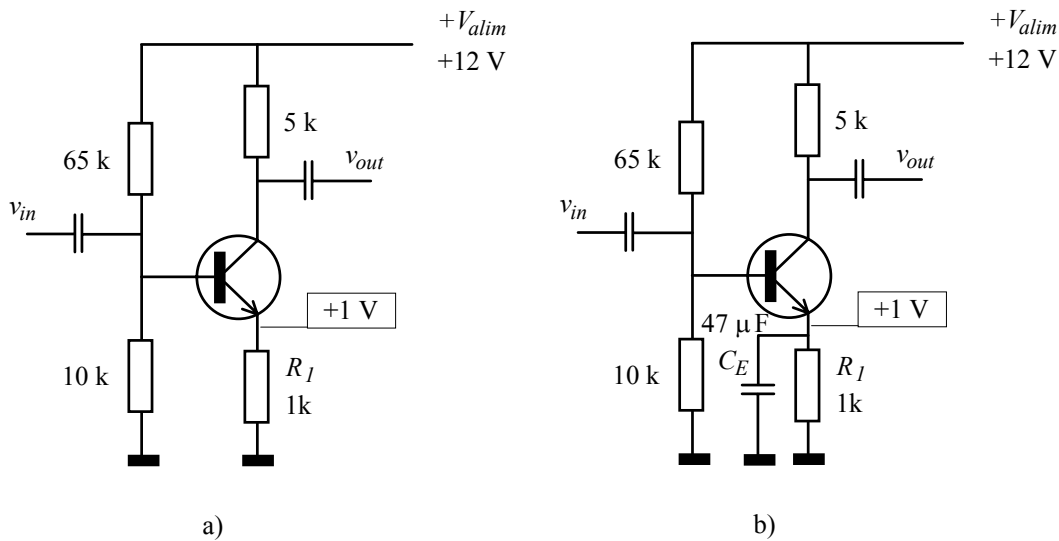


Fig. 14.68.

**Rezolvare**

a) Pentru variații mici avem pentru tranzistor modelul cu rezistența dinamică intrinsecă din emitor  $r_e = 1/g_m = 25 \text{ mV}/I_C$ , unde  $I_C$  este curentul de repaus în jurul căruia se efectuează variațiile. Cu aceasta, schema electronică pentru variații arată ca în Fig. 14.69 a). Curentul de repaus se calculează imediat din legea lui Ohm pe  $R_1$  (cunoaștem potențialul în repaus al emitorului) și rezultă a fi 1 mA, de unde avem  $r_e = 25 \Omega$ .

Variațiile  $v_{in}$  ale tensiunii de intrare se regăsesc identic la emitorul "intern" E', de unde rezultă imediat valoarea variațiilor curentului de colector

$$i_c = \frac{v_{in} - v_e}{r_e} = g_m(v_{in} - v_e);$$

pe de altă parte, variația potențialului emitorului extern E este

$$v_e = R_1 \cdot i_c.$$

Cu aceste ecuații, construim schema operațională din desenul b). Deocamdată tensiunea de ieșire nu apare, dar avem relația  $V_C = V_{alim} - I_C \cdot R_C$  care, pentru variații conduce la  $v_{out} = -i_c \cdot R_C$ . Completăm

□

schema cu încă un bloc și ea este gata. Recunoaștem o buclă de reacție negativă care are ca mărime de intrare pe  $v_{in}$  și ca mărime de ieșire pe  $i_c$ . Deoarece mărimea de intrare este o tensiune iar mărimea aservită este un curent, funcțiile de transfer nu vor fi amplificări. Pe calea directă funcția de transfer este  $g_m$  (o transconductanță) iar pe calea inversă funcția de transfer este  $R_1$  (o transimpedanță); astfel, funcția sa de transfer cu reacție este

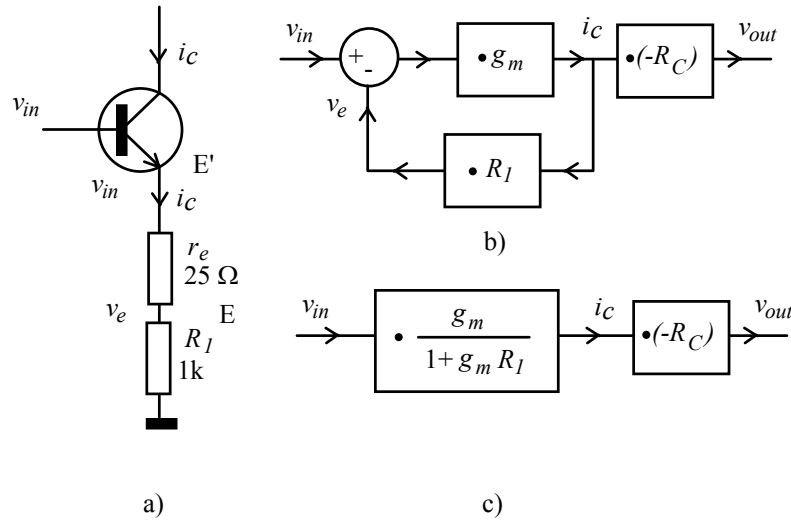


Fig. 14.69.

$$g_m r = \frac{i_c}{v_{in}} = \frac{g_m}{1 + g_m R_1}$$

Putem să înlocuim bucla de reacție negativă cu un singur bloc și schema operațională se simplifică arătînd ca în desenul c). Evident, amplificarea cerută de problemă este

$$\frac{v_{out}}{v_{in}} = -\frac{g_m R_C}{1 + g_m R_1} = -\frac{200}{1 + 40} = -4.88.$$

Amplificarea pe buclă fiind egală cu 40, cu o precizie în jur de  $1/40$ , adică 2.5%, am fi putut considera că funcția de transfer a sistemului cu reacție este

$$\frac{i_c}{v_{in}} \cong \frac{g_m}{g_m R_1} = \frac{1}{R_1},$$

ceea ce ar fi condus la o amplificare globală  $v_{out}/v_{in} \cong -5$ . Dacă am fi utilizat formula mai precisă  $H_{CL} \cong \frac{1}{H_i} \left( 1 - \frac{1}{H_{OL}} \right)$ , am fi ajuns la  $v_{out}/v_{in} \cong -4.875$ , foarte aproape de valoarea "exactă".

Curentul de intrare în amplificator este curentul din bază, care este cel mult  $1/100$  din curentul de colector. Din Fig. 14.44 a), rezultă imediat impedanța de intrare în baza tranzistorului

$$Z_{in B} = \frac{v_{in}}{i_{in}} \geq 100 \frac{v_{in}}{i_c} = 100(r_e + R_1) \cong 100 \text{ k}\Omega.$$

În absența rezistorului  $R_1$  (fără reacție), aceasta ar fi fost numai  $Z_{in B} \geq 100r_e \cong 2.5 \text{ k}\Omega$ . Reacția negativă, fiind una cu comparația tensiunilor (pe buclă) a mărit impedanța de intrare de  $1 + g_m R_1 \cong 40$  ori.

**b)** Ne ocupăm acum de circuitul în care am adăugat un condensator în paralel pe rezistorul din emitor. În schema bloc din Fig. 14.69 b), trebuie să înlocuim funcția de transfer de pe calea inversă, care era egală cu rezistența  $R_1$ , cu impedanța echivalentă a grupării paralele ( $R_1; C_E$ )

$$H_i(s) = \frac{R_1}{1 + sR_1C_E} = \frac{1}{C_E} \frac{1}{s + \omega_p}$$

unde  $\omega_p = 1/(R_1C_E) \cong 21 \text{ rad/s}$ . Aceasta este o funcție trece-jos, cu frecvența de tăiere la  $\omega_p$ . Diagrama ei  $|H_i(\omega)|$  aproximativă se poate trasa foarte ușor (Fig. 14.70 a): la frecvențe mici e practic constantă și egală cu  $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$  iar de la frecvența de tăiere începe să coboare cu 1 decadă pe decadă.

Pentru a calcula dependența de frecvență a transconductanței cu reacție  $g_{mr} = \frac{i_c}{v_{in}}$ , aplicăm metoda

aproximativă descrisă în text: pe o diagramă în coordonate dublu logaritmice trasăm dependențele transconductanței fără reacție  $g_m = 1/r_e = 40 \text{ mS}$  (care este un număr real) și a lui  $1/|H_i(\omega)|$ . Cum  $R_1 \gg r_e$ , la frecvențe mici diagrama lui  $H_d = 1/r_e$  este mult deasupra diagramei  $1/|H_i(\omega)|$ , reacția negativă este puternică și transconductanța cu reacție este practic  $1/H_i DC$ , adică  $1/R_1$ . Reacția negativă rămânând destul de puternică și la frecvențe peste  $\omega_p$  unde transconductanța cu reacție, urmărind curba  $1/|H_i(\omega)|$ , începe să crească cu decadă pe decadă. La frecvența  $\omega_{h2}$  amplificarea pe buclă ajunge la valoarea unitară și de aici reacția negativă poate fi

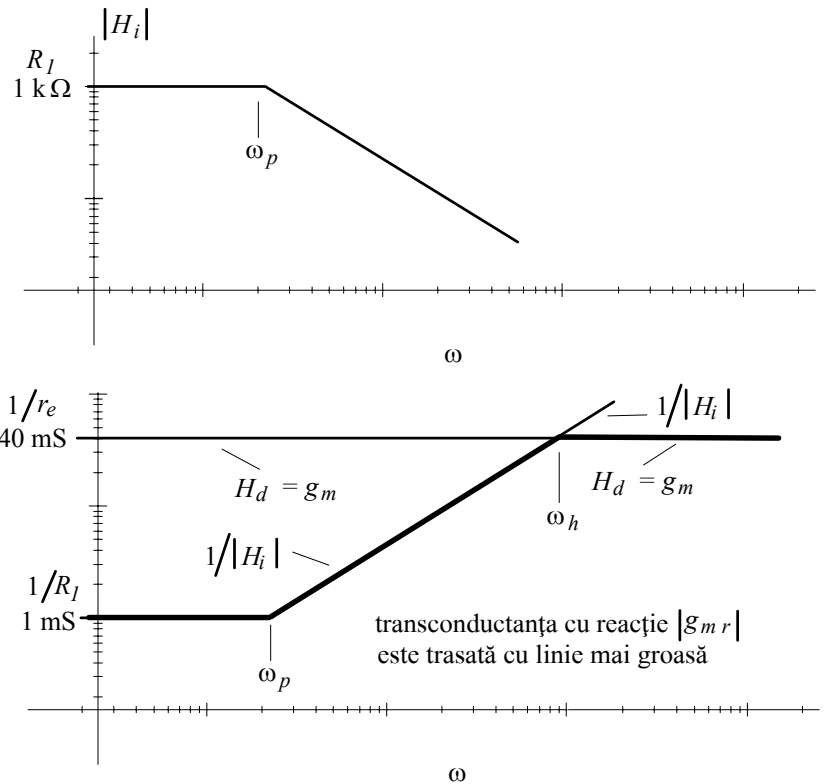


Fig. 14.70.

neglijată, transconductanța cu reacție rămânând egală cu cea fără reacție. Ținând seama că mărirea lui  $|g_{mr}(\omega)|$  se face aproximativ după o dependență în  $\omega$ , putem deduce imediat că

$$\omega_h = \omega_p \frac{R_1}{r_e} = \frac{1}{r_e C_E} \cong 850 \text{ rad/s}$$

Dacă știm evoluția transconductanței cu reacție, conform schemei bloc, nu mai avem decît să înmulțim cu  $R_C$  pentru a obține diagrama amplificării etajului pe care îl analizăm; cum  $R_C$  este real, aceasta va avea

□

□

exact forma diagramei transconductanței. Astfel, pînă la frecvența  $\omega_p = 21 \text{ rad/s}$  amplificarea este practic constantă și egală în modul cu  $R_C/R_1 = 5$ , ca și cum condensatorul  $C_E$  nu ar exista. De pe la  $\omega_p = 21 \text{ rad/s}$ , modulul amplificării începe să crească, aproximativ proporțional cu frecvența, pentru ca pe la  $\omega_h = 850 \text{ rad/s}$  el să ajungă la valoarea  $R_C/r_e = 200$  ca și cum emitorul ar fi conectat la masă în curent alternativ.

Concluzia este că dacă dorim să avem amplificarea maximă  $R_C/r_e = 200$ , trebuie să lucrăm la o frecvență  $\omega \gg 850 \text{ rad/s}$  ceea ce înseamnă  $5.3 \text{ kHz}$ . Invers, dacă știm frecvența cea mai joasă pe care trebuie să o prelucrăm, putem calcula valoarea necesară a condensatorului. De exemplu, dacă dorim ca și la frecvența  $f_{\min} = 20 \text{ Hz}$  amplificarea să fie 200, rezultă o capacitate de

$$C_E \gg \frac{1}{2\pi f_{\min} r_e} \cong 300 \mu\text{F};$$

va trebui să alegem, obligatoriu, un condensator de cîteva mii de  $\mu\text{F}$ . Cu aceste valori, frecvența  $\omega_p$  este sub  $0.5 \text{ Hz}$ .

## Probleme propuse

**P 14.3.1.** Funcția de transfer a buclei  $H_{OL}(\omega)$  pentru un sistem de control automat liniar, are o bandă de trecere ce începe de la frecvența nulă (curent continuu). Cu sistemul în funcțiune și în regim de curent continuu (toate mărimile constante în timp), s-au măsurat la intrările comparatorului valorile  $V_{in} = 5.00$  V (tensiunea de programare) și  $V_r = 4.98$  V (tensiunea de reacție). Calculați amplificarea pe buclă la curent continuu, considerînd comparatorul ideal (fără tensiune de decalaj).

**P 14.3.2.** La un sistem de control automat al temperaturii, blocul de pe calea inversă este un traductor de temperatură (termometru electronic), a cărui tensiune de ieșire este zero la  $20^{\circ}\text{C}$  și variază cu  $0.1$  V pe grad. Știind că amplificarea pe buclă este  $1000$ , determinați dependența temperaturii obținute în funcție de tensiunea de programare.

**P 14.3.3.** În timp ce sistemul din problema precedentă se străduiește să mențină constantă temperatura din interiorul unei incinte, temperatura din exteriorul ei crește cu  $10^{\circ}\text{C}$ . Cît de mare va fi efectul acestei perturbații asupra temperaturii incintei (controlată de sistem) ?

**P 14.3.4.** Tensiunea de programare a sistemului din problema **P 14.3.2** a fost stabilită la  $+1$  V.

a) Calculați cît este temperatura menținută de sistem.

b) Din cauza unei proiectări neglijente, tensiunea de programare suferă o derivă de  $0.1$  V. Determinați efectul acesteia asupra temperaturii controlate de către sistem și comparați acest efect cu rezultatul de la **P 14.3.3**. Formulați o concluzie asupra exigențelor care se impun tensiunii de programare.

**P 14.3.5.** În condițiile problemei precedente, se întîmplă că nu tensiunea de programare se modifică necontrolat ci termometrul nu este suficient de stabil, greșind cu  $0.1$  V.

a) Cît reprezintă această valoare în termeni de temperatură ?

b) Care este efectul acestei erori asupra temperaturii controlate de sistem ?

c) Formulați o concluzie asupra exigențelor pe care trebuie să le îndeplinească traductorul unui sistem de control automat.

**P 14.3.6.** Reluați punctul b) al problemei **P 14.3.4**, considerînd de data aceasta că blocul comparator greșește, adăugînd la ieșirea sa o tensiune suplimentară de  $0.1$  V. Formulați o concluzie asupra exigențelor care trebuie impuse acestui bloc.

**P 14.3.7.** Proiectantul sistemului a mai avut o variantă de termometru electronic a cărui tensiune de ieșire era zero la  $20^{\circ}\text{C}$  dar varia cu  $1$  V pe grad. Dacă ar fi ales această variantă,

a) cît ar fi fost tensiunea de programare necesară pentru menținerea unei temperaturi de  $30^{\circ}\text{C}$  ?

b) care ar fi fost efectul erorii de  $0.1$  V comise de comparator ?

c) Știind că toate comparatoarele comit astfel de erori (chiar dacă sunt mult mai mici decît în exemplul nostru), cum este mai bine să fie valorile  $V_{in}$  și  $V_r$  în starea pe care dorim s-o controlăm, mai mici sau mai mari ?

**P 14.3.8.** La un amplificator cu reacție negativă la curent continuu cunoașteți dependențele de frecvență ale amplificării fără reacție (pe calea directă)  $|A_0(\omega)|$  și inversului factorului de reacție,  $1/|B(\omega)|$ , care sunt reprezentate în Fig. 14.14.71. Determinați cu aproximație dependența de frecvență a amplificării cu reacție. Este circuitul cu reacție stabil ?

**P 14.3.9.** În circuitul din problema precedentă, blocul de pe calea inversă este înlocuit cu un divizor rezistiv, astfel încît  $B = 0.5$ . Recalculați dependența de frecvență a amplificării cu reacție. De cîte ori a fost lărgită banda de trecere a amplificatorului prin aplicarea reacției ?

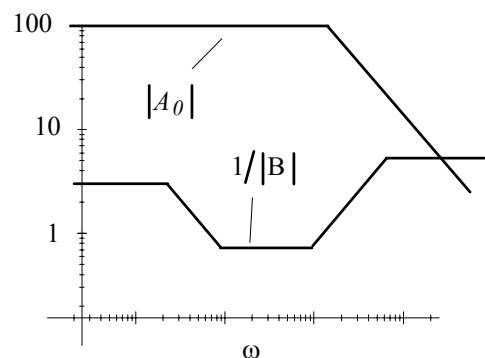


Fig. 14.71.

**P 14.3.10.** Un amplificator are frecvențele de tăiere la 100 Hz și 10 kHz iar amplificarea în bandă de trecere este egală cu 300. El constituie blocul de pe calea directă într-un circuit cu reacție negativă (negativă în banda lui de trecere), blocul de pe calea inversă fiind neselectiv și avînd a amplificare  $B = 0.05$ . Calculați cît va fi amplificarea cu reacție în banda de trecere și limitele acestei benzi de trecere.

**P 14.3.11.** Utilizînd reacția negativă, trebuie să realizați un milivoltmetru electronic. Amplificarea acestuia, egală cu 100, trebuie să rămînă stabilă în timp și la variața temperaturii ambiante și, în plus, să nu varieze în banda de trecere cu mai mult de 0.01 %. Presupunind că rezistoarele pe care le veți monta pe calea inversă vor fi ideale, calculați

a) Cît va trebui să fie factorul de reacție  $B$  ?

b) Ce amplificare minimă va trebui să aibă amplificatorul de pe calea directă ?

**P 14.3.12.** Un repetor pe emitor utilizat într-un alimentator de tensiune continuă oferă o rezistență de ieșire de  $1 \Omega$ . Cît va deveni rezistența de ieșire dacă el va fi inclus într-o buclă de reacție negativă cu amplificarea pe buclă  $H_{OL DC} = 1000$ , buclă ce utilizează ca informație tensiunea de la ieșire ?

**P 14.3.13.** Se știe că impedanța de ieșire din colectorul unui tranzistor în configurația cu emitorul la masă nu este infinită din cauza efectului Early; la un curent de colector 10 mA această impedanță este în jur de  $10 \text{ k}\Omega$ . Acest etaj se modifică, prin intercalarea între emitor și masă a unei rezistențe pe care cade o tensiune de 2 V.

a) Care este informația de la ieșire care este utilizată pentru producerea semnalului de reacție, tensiunea sau curentul ? (revedeți problema rezolvată)

b) Cît devine impedanța de ieșire din colectorul tranzistorului după introducerea rezistenței ?

c) La ce poate fi util acest etaj dacă potențialul bazei este menținut constant ?

## Lucrare experimentală

### Experimentul 1. Reacția negativă și neliniaritatea

Cînd am studiat etajul de putere în contratimp cu tranzistoare bipolare, care ar fi trebuit să funcționeze ca un repetor de tensiune, am constatat că exista o "zonă moartă" în care tensiunea de intrare nedeșind intervalul (-0.6V ; +0.6 V), nu reușea să deschidă nici unul din tranzistoare și tensiunea la ieșire era nulă (funcționare în clasă B). Această comportare neliniară producea distorsiunile de trecere prin zero. Soluția descrisă acolo a fost deschiderea incipientă a tranzistoarelor (trecerea funcționării în clasă AB). Aceasta face ca în jurul originii caracteristica statică de transfer să se apropie de o linie dreaptă. Liniarizarea nu este însă perfectă și amplificatorul prezintă în continuare distorsiuni. Diminuarea suplimentară a acestora se face prin utilizarea reacției negative. Vom investiga în acest experiment această metodă; pentru ca efectul ei să fie mai evident o vom aplica unui etaj în clasă B.

Aveți pe planșetă un etaj de putere în contratimp (Fig. 14.72). Desenați-vă schema lui și apoi alimentați planșeta. Excitați etajul cu un semnal triunghiular, cu amplitudinea de 1 V, obținut de la generatorul de pe planșetă (frecvență 100 Hz). Vizualizați cu osciloscopul formele de undă de la intrare și de la ieșire, desenați-le și observați distorsiunea de trecere prin zero. Apoi treceți osciloscopul în modul de funcționare XY și controlați deplasarea pe axa X cu tensiunea de intrare iar deplasarea pe axa Y cu tensiunea de ieșire. Cum banda de trecere a etajului este mult mai mare decît frecvența de 100 Hz a generatorului, comportarea sa este **cuasistatică**. Obțineți, astfel, pe ecranul osciloscopului **caracteristica statică de transfer** a etajului în contratimp. Desenați-o pe caiet și identificați neliniaritatea sa.

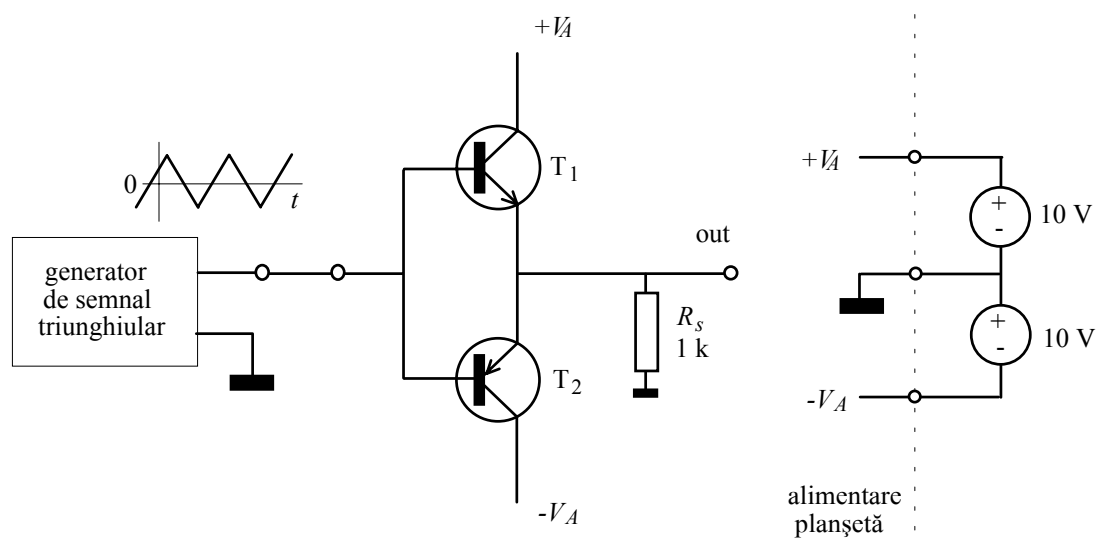


Fig. 14.72.

Vom aplica acum etajului în contratimp o reacție negativă. Intercalăm mai întâi între generatorul de semnal și etajul de putere un amplificator diferențial neselectiv, cu amplificare  $A_1$  reglabilă, care va realiza și funcția de comparație, avînd două intrări (Fig. 14.73). Pe intrarea inversoare trebuie să aplicăm tensiunea de reacție: legăm un fir direct la ieșire, alegînd unitară amplificarea pe calea inversă,  $\beta = 1$ . Noul amplificator (cu reacție) este delimitat de dreptunghiul cu linie punctată.

După ce ați desenat noua schemă, vizualizați din nou caracteristica de transfer, modificînd gradual amplificarea  $A_1$  de la valoarea minimă 2 la cea maximă egală cu 20 și observați ce se întîmplă. Desenați forma caracteristicii de transfer la aceste două amplificări și comparați-o cu caracteristica etajului fără reacție.

Încercați să vedeți de câte ori a fost micșorată "zona moartă" de pe axa tensiunilor de intrare. Puteți lega acest număr de amplificarea pe buclă ?

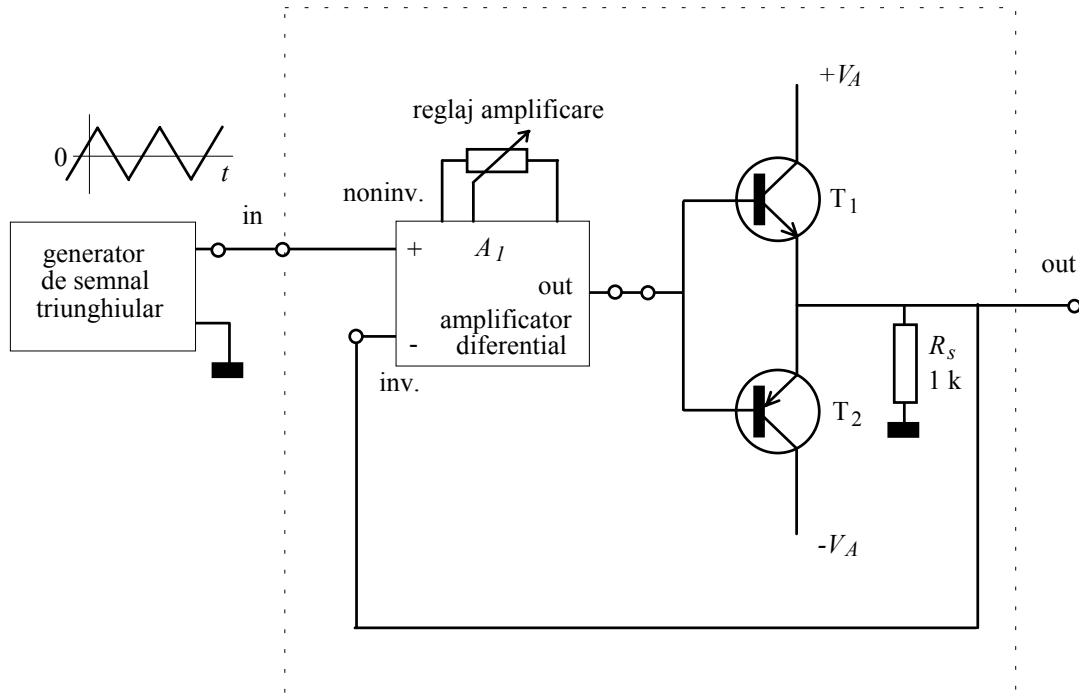


Fig. 14.73.

## Experimentul 2. Reacția negativă, banda de trecere, impedanța de intrare și impedanța de ieșire

Aveți pe planșetă circuitul din Fig. 14.74. El este constituit dintr-un etaj de amplificare diferențial construit cu tranzistoarele  $T_1$  și  $T_2$ , cuplat în alternativ, prin intermediul condensatorului  $C_1$ , cu un etaj cu emitorul comun, realizat în jurul tranzistorului  $T_3$ . Prin modificarea poziției potențimetrului POT, amplificarea ultimului etaj poate fi modificată gradual. Condensatoarele  $C_{in}$ ,  $C_2$  și  $C_{out}$  au capacități suficient de mari pentru a putea fi considerate ca niște scurtcircuite la frecvențe mai mari de 10 Hz. Spre deosebire de acestea, condensatorul  $C_1$  a fost ales intenționat cu o valoare modestă pentru ca frecvența de tăiere inferioară să nu fie prea coborâtă. În plus, deoarece tranzistoarele se comportă foarte bine pînă peste 1 MHz, am fost nevoiți să aducem frecvența de tăiere superioară mai jos, prin intermediul condensatorului  $C_3$ . Am îngustat astfel banda de trecere a amplificatorului, tocmai pentru a putea urmări comod lărgirea ei de către reacția negativă. Dacă nu am fi făcut asta, ar trebui să facem măsurători la frecvențe foarte mici și foarte mari.

### a) Amplificatorul fără reacție

După ce v-ați desenat schema și ați alimentat planșeta, asigurați-vă că aveți "comutatorul" K (un simplu fir pe care îl puteți deplasa) în poziția 1 și, astfel, bucla de reacție este întreruptă. De asemenea, rotiți potențimetrul POT în poziție extremă în sens antiorar (amplificare minimă).

Excitați amplificatorul cu un semnal sinusoidal de amplitudine în jur 5 mV și vizualizați tensiunea de ieșire cu osciloscopul. Modificați frecvența generatorului de semnal pentru a ajunge în banda de trecere a amplificatorului (acolo semnalul de ieșire este mare iar amplificarea practic constantă la variația frecvenței).



Reajustați, dacă este necesar, nivelul generatorului, astfel încât la ieșire să aveți o amplitudine în jur de 2 V (4 V vîrf la vîrf).

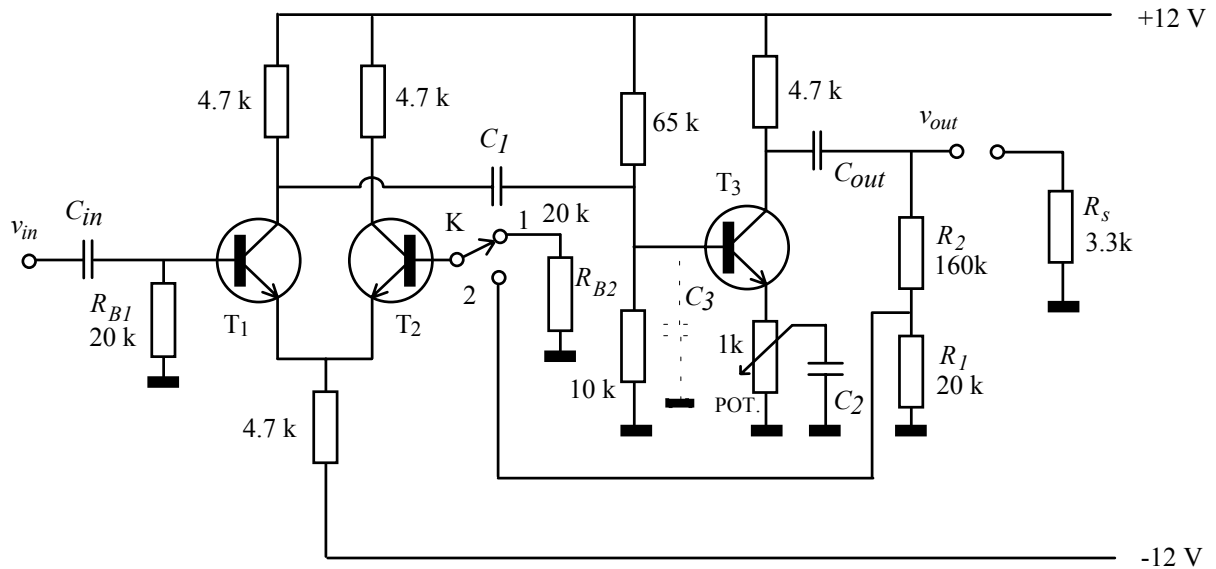


Fig. 14.74.

Verificați acum că potențiometrul POT face ceea ce trebuie, adică modifică amplificarea. Rotiți-l pînă la celălalt capăt, observînd ce se întîmplă cu semnalul de ieșire și aduceți-l apoi din nou în poziția de amplificare minimă.

Mășurați, în aceste condiții, tensiunile de intrare și ieșire, folosind un voltmetru electronic; în lipsa lui puteți utiliza osciloscopul, dar rezultatele vor fi mai puțin precise. Calculați din aceste valori, amplificarea fără reacție în banda de trecere  $A_0$ .

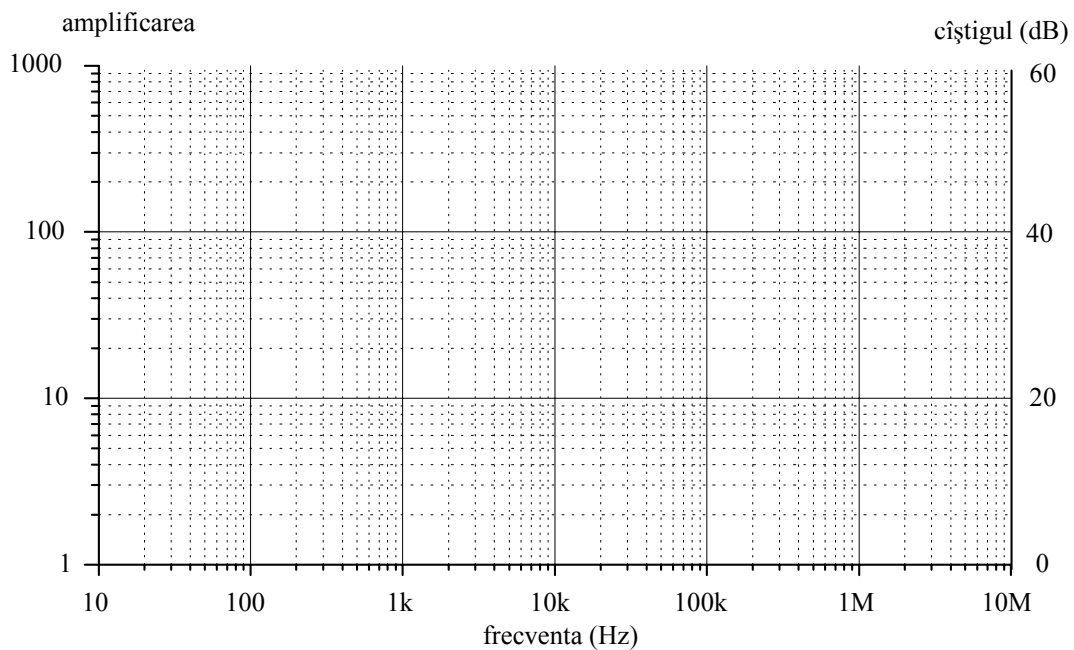


Fig. 14.75.

Modificați acum frecvența de la generator pînă cînd amplificarea scade la  $0.7 \cdot A_0$  și notați cele două frecvențe la care se întîmplă acest lucru; ele sunt frecvențele de tăiere fără reacție, cea inferioară  $f_l$  și cea superioară,  $f_h$ .

Nu trebuie să vă mulțumiți numai cu valorile acestor frecvențe; trasați întreaga caracteristică de frecvență, modificînd în secvența 1; 2; 5; 10; ... frecvența generatorului și măsurați de fiecare dată amplificarea. Cu aceste rezultate, trasați caracteristica amplificare în funcție de frecvență, în coordonate dublu logaritmice (Fig. 14.75).

Pentru măsurarea impedanței de intrare intercalați între generatorul de semnal și intrarea amplificatorului o rezistență de valoare cunoscută  $R'$ , ca în Fig. 14.76 a). Regula de trei simplă conduce la relația  $\frac{v_g - v_{in}}{R'} = \frac{v_{in}}{Z_{in}}$  de unde, după măsurarea tensiunilor  $v_g$  și  $v_{in}$ , puteți determina impedanța de intrare  $Z_{in}$ .

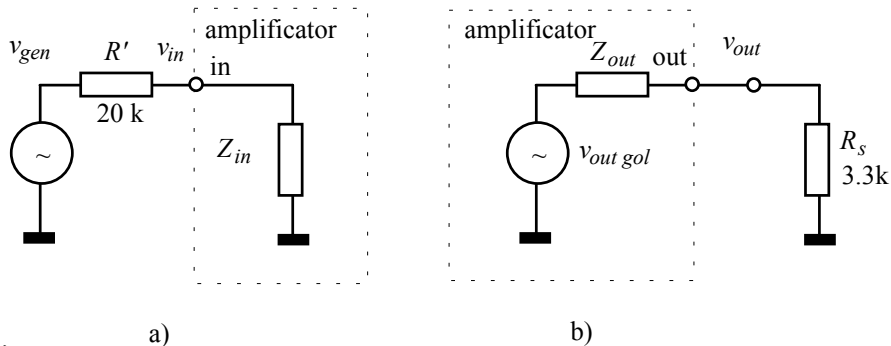


Fig. 14.76.

Măsurați acum impedanța de ieșire, procedînd în felul următor: cu frecvența în banda de trecere și un nivel la ieșire în jur de  $4 V_{VV}$ , măsurați tensiunea de ieșire fără altă sarcină suplimentară și notați-o cu  $v_{out\ gol}$ . Conectați apoi la ieșire o rezistență de sarcină  $R_s = 3.3\text{ k}\Omega$ , ca în Fig. 14.76 b), și măsurați noua

tensiune de la ieșire  $v_{out}$ . După regula de trei simplă, trebuie să avem  $\frac{v_{out\ gol} - v_{out}}{v_{out}} = \frac{Z_{out}}{R_s}$ , de unde calculați impedanța de ieșire

### b) Amplificatorul cu reacție negativă

#### Teste rapide asupra buclei de reacție negativă

Treceți acum "comutatorul K" în poziția 2, legînd baza tranzistorului  $T_2$  la punctul median al divizorului de tensiune format din  $R_1$  și  $R_2$ . Acest divizor este blocul de pe calea inversă (blocul de reacție), tensiunea de reacție fiind aceea de la punctul său median (măsurată față de masă). Calculați amplificarea  $B$  a acestui bloc de reacție, considerînd divizorul "neîncărcat". Cunoașteți și mărimea amplificării în bandă a blocului de pe calea directă, ați măsurat-o la punctul precedent. Calculați cît ar trebui să fie mărimea amplificării pe buclă  $H_{OL} = BA_0$  și amplificarea cu reacție  $A_r$ .

Investigați acum experimental comportarea amplificatorului cu reacție negativă. Cuplați generatorul de semnal sinusoidal la intrare și duceți frecvența sa undeva în banda de trecere (găsită la punctul precedent). Măriți apoi nivelul de la generatorul de semnal pînă obțineți la ieșire un semnal în jur de  $4 V_{VV}$ . Verificați încă o dată dacă sunteți în banda de trecere.

Cînd amplificarea pe buclă este mare, tensiunea de reacție este practic egală cu cea de intrare. Măsurați nivelul semnalului în cele două baze ale etajului diferențial și verificați că acest lucru se întîmplă.

Dacă aveți un milivoltmetru electronic cu intrare "flotantă" (nici una din cele două borne neconectate la masă), puteți măsura tensiunea de eroare dintre cele două baze. Împreună cu valoarea tensiunii de intrare, această vă permite să estimați imediat amplificarea pe buclă.

Știți că modificarea amplificării pe calea directă nu afectează comportarea cu reacție, dacă amplificarea pe buclă este mare. Conectați osciloscopul la ieșire și modificați amplificarea blocului de pe calea directă, rotind potențiometrul POT. Observați ce se întâmplă la ieșirea circuitului și formulați o concluzie. **Reveniți apoi cu potențiometrul în poziția inițială.**

**Amplificarea și impedanțele**

Măsurați amplificarea cu reacție în banda de trecere. Reluați apoi toată procedura de la punctul anterior: măsurarea frecvențelor de tăiere, trasarea caracteristicii de frecvență (pe care o desenați pe aceeași diagrama cu cea de la amplificatorul fără reacție), măsurarea impedanțelor de intrare și de ieșire.

**c) Compararea rezultatelor**

Privind cele două caracteristici de frecvență, formulați o concluzie asupra efectului reacției asupra benzii de trecere. Calculați de câte ori a fost mărită frecvența de tăiere superioară; este aceasta în acord cu teoria? Verificați, apoi, că și frecvența de tăiere inferioară a fost micșorată cu factorul prezis de teorie.

Care este mărimea de la ieșire care este utilizată ca informație pentru blocul de reacție, tensiunea sau curentul? Ce efect ar trebui să aibă reacția negativă asupra impedanței de ieșire? Verificați că aceasta se și întâmplă.

Cum este efectuată comparația la intrarea amplificatorului, pe ochi sau pe nod? Ce ar trebui să facă impedanța de intrare la aplicarea reacției negative? Comparați valorile măsurate și decideți dacă este exact ceea ce v-ați așteptat. Încercați să găsiți o explicație pentru discrepanță.

**d) Circuitul poate deveni instabil**

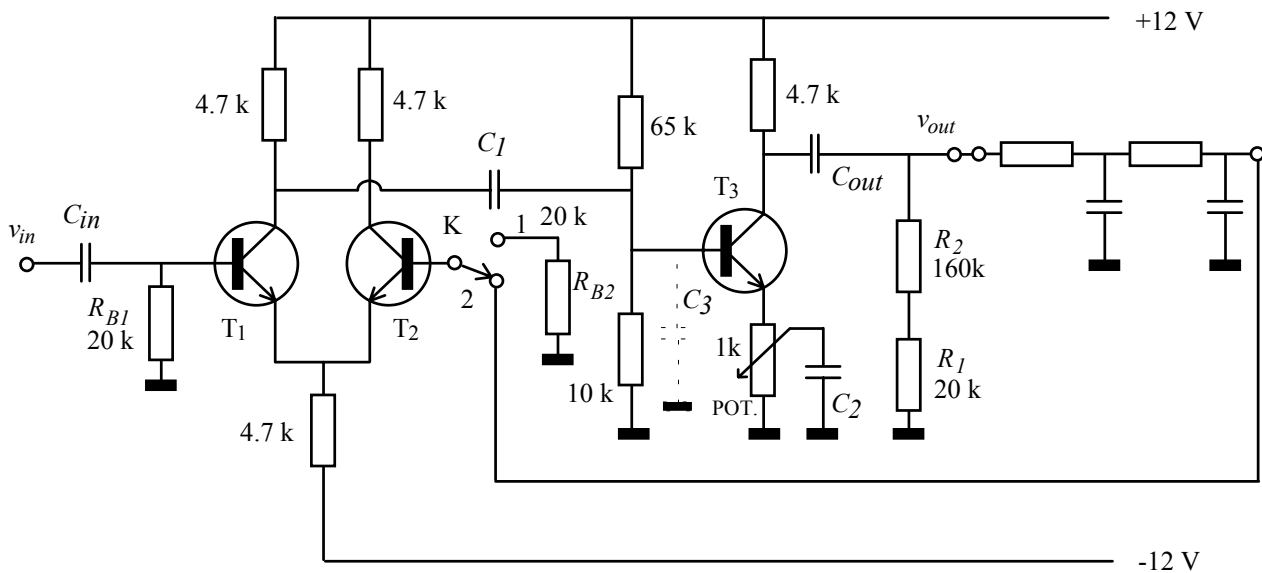


Fig. 14.77.

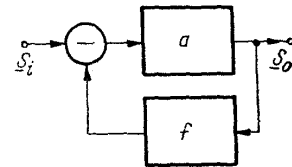
Înlocuiți acum blocul de reacție compus din rezistențele  $R_1$  și  $R_2$  cu un altul care conține două celule trece jos, ca în Fig. 14.77. Cu potențiometrul POT în poziția de minim a amplificării circuitul este stabil și puteți chiar să-i măsurați amplificarea cu reacție. Lăsați osciloscopul la ieșire și creșteți amplificarea pe calea directă, rotind potențiometrul POT. Se modifică amplificarea cu reacție? Cum explicați atunci că circuitul devine instabil la o anumită poziție a potențiometrului?



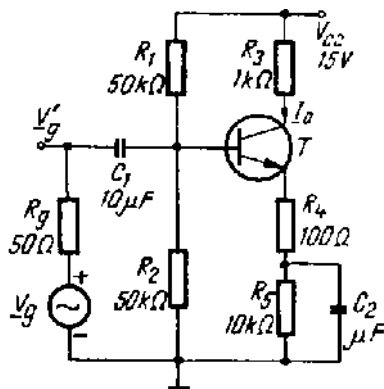
### Pagină distractivă

În Electronică, învățarea pe de rost a unor formule și demonstrații nu ajută prea mult viitorul specialist, esențială este rezolvarea de probleme. Să aruncăm o privire la Capitolul "Amplificatoare cu reacție" dintr-un manual "clasic" al Politehnicii din București <sup>1</sup>. Ca lucrurile să fie clare, se începe cu un Breviar teoretic din care ar trebui să aflăm ce este reacția negativă. Citim acolo

- Un **amplificator cu reacție negativă** poate fi privit ca fiind o structură de tipul celei din figura 11.0, a, unde :
  - $a$  este un **amplificator unidirecțional** cu un câștig suficient de mare ;
  - $f$  este un **atenuator, pasiv de regulă**, ce permite ca un semnal proporțional cu ieșirea să fie reintrodus la intrarea amplificatorului  $a$ .



Doar atât; mai departe avem deducerea funcției de transfer cu reacție. Ne uităm la schema din figură cu privirea studentului și ne frecăm încă o dată la ochi: ce să fie cerculețul cu linie orizontală care are două intrări și o ieșire ? De ce o fi negativă reacția ? Mister absolut.



Încercăm să ne lămurim la problema 11.2 unde întâlnim un circuit cunoscut; calculăm repede punctul static de funcționare,  $r_e = 37 \Omega$  și amplificarea de tensiune (la frecvența la care condensatoarele au reactanța neglijabilă)  $A = -R_3 / (r_e + R_4) = -7.3$ . Dacă vrem să aplicăm teoria de la reacția negativă (vezi problema rezolvată de noi în acest capitol) avem factorul de sacrificiu  $1 + g_m R_4 = 2.7$ , o reacție negativă nu foarte puternică. Din acest motiv aproximăm  $A \approx -R_3 / R_4 = -10$

Dacă  $1 + T \gg 1$ , atunci se poate aproxima  $A_V \approx \frac{1}{R_4}$  și în continuare :  

$$A_V = -\frac{R_3}{R_4}$$

Priviți în imaginea din dreapta la ce concluzii îi conduce pe autorii citați amețirea relațiilor pe care le-au dat în breviarul teoretic (amplificarea pe buclă este notată cu  $T$ ).

Din considerente statice obținem  $I_C = 0,66 \text{ mA}$ . Deci :  
 $1 + T = 1 + g_m R_4 = 11,6 \gg 1$ ,  
 și putem aproxima  $A_V = -2,5$ .

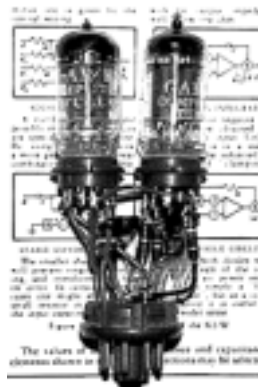
Și dacă sunteți înclinați să credeți că e vorba numai de erori de calcul numeric, priviți la punctul c) unde se cere "frecvența limită de jos". La rezolvare, autorii cred că frecvența inferioară datorată efectului lui  $C_2$  (cu  $C_1$  considerat de reactanță neglijabilă) ar fi

$$f_{f2} \approx \frac{1}{2\pi C_2 \left( R_4 + \frac{h_{ie} + R_g}{h_{fe}} \right)} \cdot \frac{1}{1 + T}$$

Mărimile  $h_{ie} \approx \beta \cdot r_e$  și  $h_{fe} \approx \beta$  sunt parametrii hibridi (ai unui tip de model al tranzistorului pe care noi nu l-am utilizat în acest manual și pe care vă sfătuim să nu pierdeți timpul să-l învățați. Astfel, primul factor al expresiei mai sus este rezultatul nostru de la problema rezolvată (pag.299), dacă ținem seama că  $R_4$  este înseriată cu  $r_e$ . Autorii noștri, ingineri electroniști, cred însă că această frecvență este micșorată cu factorul de sacrificiu  $(1 + T)$  ceea ce este complet fals. "Condensatorul de decuplare se alege astfel încât impedanța sa să fie mică în comparație cu  $r_e$  (nu cu  $R_E$ ) la cea mai mică frecvență de interes" citim în Horowitz și Hill <sup>2</sup>. De la Harvard University lucrurile se văd altfel.

<sup>1</sup> Dan Dascălu et al., "Dispozitive și circuite electronice - Probleme", Ed. Didactică și Pedagogică, București, 1982.  
<sup>2</sup> Paul Horowitz, Winfield Hill, "Art of electronics", Cambridge University Press, 1989, pag. 84.

## Amplificatoare operaționale



- A. Scurt istoric 310
- B. Amplificatorul operațional ideal 312
- C. Abaterile de la idealitate ale amplificatoarelor operaționale 318
- D. Aplicații ale amplificatoarelor operaționale 335
- Probleme rezolvate 361, probleme propuse 365
- Lucrare experimentală 369

## A. Scurt istoric

Am văzut că amplificatorul diferențial, datorită compensării termice oferite de împerecherea componentelor și benzii de trecere care începe de la 0 Hz, poate fi utilizat pentru amplificarea semnalelor slabe de la senzori cum este termocuplul. Cu toate acestea, amplificarea mare se obține cu prețul unei caracteristici de transfer neliniare iar în aparatura de măsură acest lucru nu poate fi acceptat. Ca în multe alte probleme, soluția o reprezintă **aplicarea unei reacții negative**. Am remarcat în Capitolul 14 că, pentru ca efectul acesteia să fie puternic, sacrificiul făcut în privința amplificării (raportul dintre amplificarea fără reacție și amplificarea cu reacție) trebuie să fie cât mai mare. Avem nevoie, deci, de un amplificator diferențial care să funcționeze și la curent continuu, cu amplificare cât mai mare, ca să avem ce sacrifica; să recitim textul original al lui Harold Blake, inventatorul reacției negative în electronică (1927): "... an amplifier whose gain is made deliberately... higher than necessary and then feeding the output back to the input in such a way to throw away the excess gain..."<sup>1</sup>

*și să ne minunăm încă o dată de simplitatea cu care se pot exprima cei care chiar lucrează și știu despre ce vorbesc.. Textele scrise de autorii noștri abundă în paragrafe pline de semnificație, de tipul: "Reacția constituie un procedeu prin intermediul căruia se influențează diverși parametri ai unei scheme electronice. Acest procedeu se folosește în electronică mai ales pentru a controla performanțele sau funcționarea anumitor montaje. Cele mai cunoscute aplicații ale reacției sunt cele din cadrul amplificatoarelor și al generatoarelor de semnal (oscilatoarelor)". Deducem imediat de aici că pentru autorii respectivi de manuale de Dispozitive și Circuite Electronice, cele mai necunoscute aplicații ale reacției sunt sistemele de control automat și filtrele active.*

Tocmai acestei cerințe răspunde **amplificatorul operațional** (prescurtat în limba română **AO** iar în limba engleză **Op Amp**) și din acest motiv el este blocul de bază în **circuitele analogice**. Ironia istoriei a făcut ca acest dispozitiv să apară pe lume în aplicații de calcul, problemă ce se rezolvă azi cu **circuite digitale**, bazate pe un principiu complet diferit. Era prin 1940 când a fost construit primul amplificator operațional cu tuburi electronice; s-a numit așa pentru că putea efectua operații matematice între mărimi reprezentate de tensiuni: adunare, scădere, înmulțire cu constante dar, mai ales, derivarea și integrarea lor în raport cu variabila timp. Cu mai multe astfel de amplificatoare operaționale, conectate astfel încât să se formeze bucle de reacție, se puteau rezolva **analogic** ecuații diferențiale. Un asemenea amplificator cu două tuburi electronice, de uz general, poate fi admirat în Fig. 15.1 a). Carcasa de bachelită a fost îndepărtată pentru ca rezistoarele și legăturile tuburilor la soclu (aflat în partea inferioară) să fie vizibile.

Aventura AO s-ar fi oprit aici dacă tehnologia n-ar fi progresat, conducând în 1947 la apariția tranzistorului iar prin 1960 la circuitele integrate. Primul amplificator operațional integrat oferit utilizatorilor a fost  $\mu A702$ , realizat de Bob Widlar la Fairchild. El conținea nouă tranzistoare, costa 300 de dolari și avea câteva neajunsuri printre care tensiunile de alimentare nesimetrice și lipsa protecției la scurtcircuitarea ieșirii. În 1965 Bob Widlar proiectează  $\mu A709$ , cu performanțe mult îmbunătățite. Succesul imens a dus la creșterea explozivă a producției și la prăbușirea prețului. Lansat cu 70 \$, a coborât sub 10 \$ și, puțin mai târziu, sub 5 \$. Nemulțumit de recompensa primită, Widlar pleacă la nou înființata companie National Semiconductor unde va conduce proiectarea amplificatorului operațional LM 101 apărut în 1967, cu performanțe mult mai bune decât  $\mu A709$ . Recompensat, în sfârșit, corespunzător, Widlar se retrage la frumoasa vîrstă de 30 de ani, continuînd să fie doar consultant. Între timp, Fairchild revine cu  $\mu A741$ , cu performanțe apropiate lui LM 101 dar cu o mică deosebire: nu necesita montarea externă a unui

<sup>1</sup> "... un amplificator cu amplificarea în mod deliberat mai mare decât cea necesară și apoi aducînd semnalul de ieșire înapoi la intrare în așa fel încît să se renunțe la excesul de amplificare"

condensator. Datorită acestui amănunt,  $\mu A741$  devine cel mai cunoscut și se impune ca standard industrial; schema sa o puteți vedea în Fig. 15.1 b); puteți număra 20 de tranzistoare, 10 rezistoare și, bineînțeles, condensatorul despre care vorbeam mai sus (care ocupă cea mai mare parte din suprafața cipului). Îl puteți cumpăra azi cu mai puțin de 50 de cenți. În 1974 National Semiconductors lansează un nou circuit de succes, LM324, care conține într-o singură capsulă și la un preț apropiat de acela al unui singur AO, **patru amplificatoare similare cu 741** .

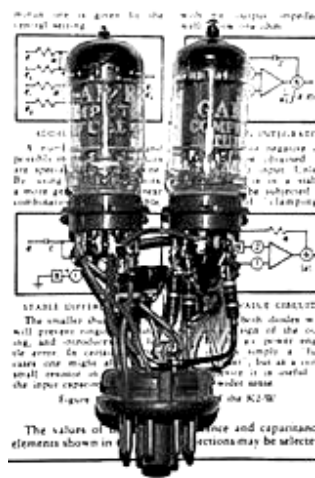


Fig. 15.1 a). Amplificator operațional cu două tuburi electronice

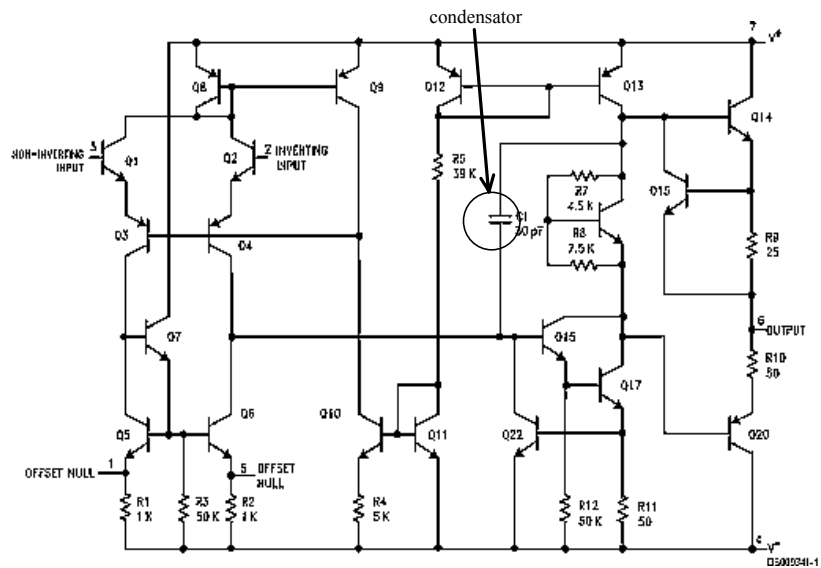


Fig. 15.1 b).  $\mu A 741$ , schema internă.

Tot în 1974 încep să fie produse amplificatoare operaționale la care etajul de intrare este realizat cu tranzistoare cu efect de câmp. Dintre cele de uz general, cel mai cunoscut este LF 411 și costă în jur de 60 de cenți. Avantajul esențial este curentul de polarizare al intrării de numai 0.2 nA. Producătorii oferă astăzi sute de tipuri de amplificatoare operaționale, cu o mare diversitate de performanțe și prețuri. De exemplu, la același tip, OP 27, (cu BJT, devenit acum standard industrial), varianta 27AZ (militară) costă 24 de dolari în timp ce varianta industrială 27GP costă sub 1.5 \$.

Aplicațiile amplificatoarelor operaționale au depășit cu mult domeniul calculului analogic, devenind rapid blocurile de bază în sistemele de prelucrare analogică a semnalelor. Și astăzi, în condițiile dezvoltării explozive a tehnicilor digitale, amplificatorul operațional își îndeplinește conștiincios funcția, imediat după fotodiodă, fotomultiplicator, termocuplu, senzor Hall de câmp magnetic, punte rezistivă sau oricare senzor ce oferă informația sub forma unui semnal analogic slab. Alături de performanțele senzorului, zgomotul și deriva amplificatorului operațional stabilesc limita pînă la care putem pune în evidență, măsura și controla variația unei mărimi fizice.

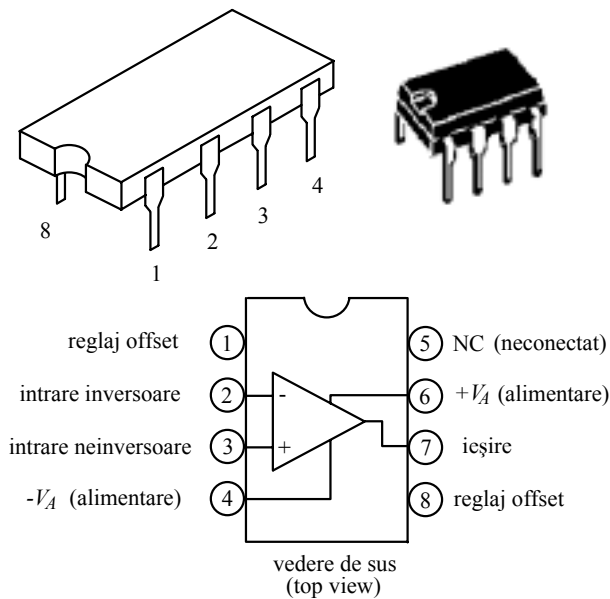


Fig. 15.2 a) Capsula mini-DIP și configurația terminalelor la amplificatorul operațional 411.

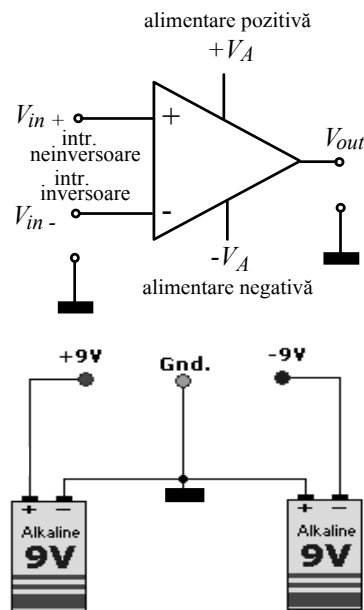


Fig. 15.2 b). Amplificatorul operațional: simbol și exemplu de alimentare diferențială.

Una din capsulele în care sunt disponibile amplificatoarele operaționale este cea din Fig. 15.2 a), cunoscută sub numele de mini-DIP (Dual In line Package). Terminalele (numite și pini) sunt numerotate în sens trigonometric în vederea de sus. Numerotarea începe întodeauna de la **cheia** circuitului, o adâncitură poziționată la unul din capete sau în dreptul unui terminal

## B. Amplificatorul operațional ideal

Pentru etaje de amplificare **cu un singur tranzistor** a trebuit să avem două capitole (și am fi avut încă unul dacă am fi abordat și configurația cu bază comună, mai puțin utilizată). Priviți din nou schema lui 741 din Fig. 15.1 b); s-ar părea că înțelegerea performanțelor și folosirea sa este pentru utilizator o sarcină formidabil de complicată. Realitatea este exact pe dos: numărul mare de tranzistoare conținut și reacția negativă determină ca amplificatorul operațional să se apropie foarte mult de un model puternic idealizat. Și, lucrând cu acest model, lucrurile sunt simple, mult mai simple decât la banalul etaj cu emitor comun. Utilizatorul nu trebuie să cunoască de loc structura internă a amplificatorului operațional, noi am prezentat-o în introducere doar ca să vă faceți o idee asupra evoluției electronicii. Nici dacă aplicațiile la care lucrează sunt mai pretențioase, utilizatorul nu se întoarce la arhitectura internă a circuitului integrat, el completează modelul ideal cu elemente care îl fac mai apropiat de realitate și găsește informațiile în foile de catalog oferite de fabricant. Mai mult, producătorii de AO se întrec în a furniza Note de aplicații în care este descris cu lux de amănunte modul de rezolvare, cu circuitele produse de ei, a unor probleme de proiectare precise. Dacă în manuale găsiți principiile de bază și definiția mărimilor cheie, informațiile concrete legate de o anumită aplicație trebuie căutate în foile de catalog.

*Nici unul din fabricanții serioși de circuite integrate nu scrie foi de catalog sau note de aplicații în limba română și orice traducător cu autorizație de pe la noi ar face aceste texte complet lipsite de sens. Soluția este una singură: învățarea terminologiei de limbă engleză.*

Așa cum spuneam, amplificatorul operațional (prescurtat în continuare AO) este un amplificator diferențial; primul său etaj este un etaj diferențial, cu tranzistoare bipolare sau cu efect de câmp, de tipul celor studiate în Capitolul 13. Pentru ca să poată prelucra semnalele de tensiune cu valori în jurul lui 0 (potențialul



masci), alimentarea sa este făcută, în general, cu două surse, una pozitivă față de masă,  $+V_A$ , și una negativă,  $-V_A$ . Noi am desenat aceste borne de alimentare pe simbolul din Fig. 15.2 b) dar în scheme acestea nu apar, de obicei, pentru a nu complica imaginea. Proiectantul cablajului nu trebuie să uite însă legarea acestora la sursele de alimentare.

*Deși poate părea ciudat, amplificatorul operațional nu are un pin care să trebuiască legat la masă (decît în situații speciale, în scopul stabilirii unui ecran).*

Fiind un amplificator diferențial, amplificatorul operațional are două intrări și este sensibil numai la diferența între potențialele acestora  $V_{in+} - V_{in-}$  și nu la fiecare potențial în parte. Ieșirea este însă una singură (single ended), **tensiunea de ieșire  $V_{out}$  fiind definită față de masă**. Tot față de masă vom măsura și potențialele celor două intrări,  $V_{in+}$  și  $V_{in-}$ . Datorită efectului lor asupra ieșirii, intrarea notată cu + este numită **intrare neinversoare** iar ieșirea notată cu - este numită **intrarea inversoare**.

**Observație: Semnele + și - de pe intrări nu trebuie să vă facă să credeți că acelea sunt polaritățile potențialelor respective, ele ne spun doar că AO amplifică mărimea  $V_{in+} - V_{in-}$ , unde potențialul intrării neinversoare se ia cu plus iar al celei inversoare se ia cu minus. De asemenea, nu confundați intrările cu bornele de alimentare, mai ales că acestea din urmă nu se mai desenează, de obicei, pe scheme.**

Datorită performanțelor sale, amplificatorul operațional tipic se apropie foarte mult de un model puternic idealizat, **amplificatorul operațional ideal**. Înainte de a discuta performanțele acestui model, să aruncăm o privire la curenții și tensiunile implicate într-un circuit cu amplificator operațional (Fig. 15.3 a).

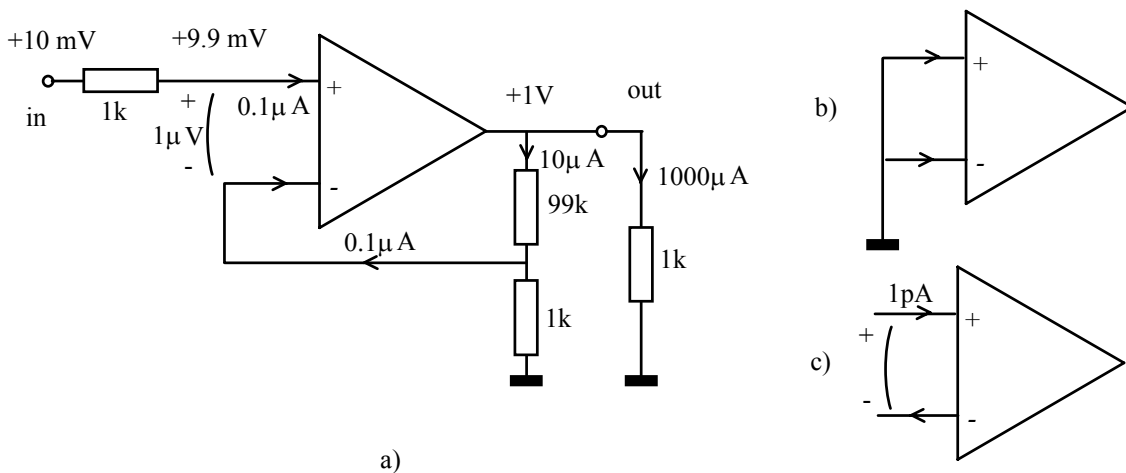


Fig. 15.3. Valori tipice pentru tensiuni și curenți la un circuit cu amplificator operațional cu tranzistoare bipolare.

Cu acestea, putem considera că regimul de repaus este cu toate potențialele la zero. Din acest motiv la calculul amplificărilor și impedanțelor vom lucra **direct cu valorile tensiunilor și curenților**.

Cum amplificatorul funcționează și la curent continuu, aplicăm un semnal constant de 10 mV la intrare. Primul lucru pe care îl observăm este valoarea infimă, de numai  $1\mu\text{V}$ , a tensiunii apărute între intrările amplificatorului operațional. Aceasta se întâmplă deoarece amplificarea sa pe mod diferențial este imensă, în jur de 1 milion; într-adevăr, pentru a produce un volt tensiune de ieșire, amplificatorul nu are nevoie decît de un dezechilibru de  $1\text{ V}/10^6 = 1\mu\text{V}$  între intrările sale.

În funcționare liniară, cu reacție negativă, intrările amplificatorului operațional au în orice moment potențiale practic identice.

Acest lucru nu trebuie să ne mire, când am studiat reacția negativă am descoperit că dacă amplificarea pe buclă este foarte mare în raport cu unitatea, semnalele prelucrate de comparatorul buclei (cel de intrare și cel de reacție) sunt practic egale între ele. Or, fiind un amplificator diferențial, AO tocmai asta face, compară cele două potențiale ale intrărilor sale; în exemplul din figură, amplificarea pe buclă este  $H_{OL} = \frac{1}{100} \cdot 10^6 = 10^4$  și de aceea tensiunea de intrare diferențială  $V_{in+} - V_{in-}$  este de  $10^4$  ori mai mică decât cea de intrare, egală cu 10 mV.

Nu trebuie să uităm, însă, că acest lucru se întâmplă deoarece ieșirea AO "trage" potențialul" intrării inversoare prin intermediul circuitului de reacție.

Dacă ieșirea AO este în limitare sau bucla de reacție negativă este întreruptă, potențialele intrărilor nu mai sunt practic identice.

În Fig. 15.4 vedem ce se întâmplă când semnalul de intrare  $V_{in}$  este atât de mare încât aduce ieșirea AO în saturație: tensiunea de ieșire nu mai poate să crească cât trebuie și, în consecință, nici cea de reacție ( $V_{in-}$ ) nu ajunge la valoarea necesară. Rezultatul este că în intervalele de timp cât ieșirea este în saturație bucla de reacție nu mai poate forța ca potențialele celor două intrări să fie practic egale și diferența  $V_{in+} - V_{in-}$  crește de la microvolți la zeci și sute de milivolți.

Un alt lucru demn de reținut este valoarea foarte mică a curenților în intrările amplificatorului operațional (aici de 0.1  $\mu$ A dar coborând la pA pentru cele cu FET la intrare). Fiecare este constituit din două componente; prima (desenul b) este curentul de polarizare, care curge și în condițiile scurtcircuitării între ele a intrărilor și este practic același indiferent de potențialul acestora. A doua componentă se datorește tensiunii existente între intrări; cum impedanța de intrare pe modul diferențial este mare iar tensiunea între intrări este foarte mică, această componentă este extrem de mică în comparație cu valoarea curentului de polarizare (în jur de  $1\text{pA} = 10^{-12}\text{A}$ ).

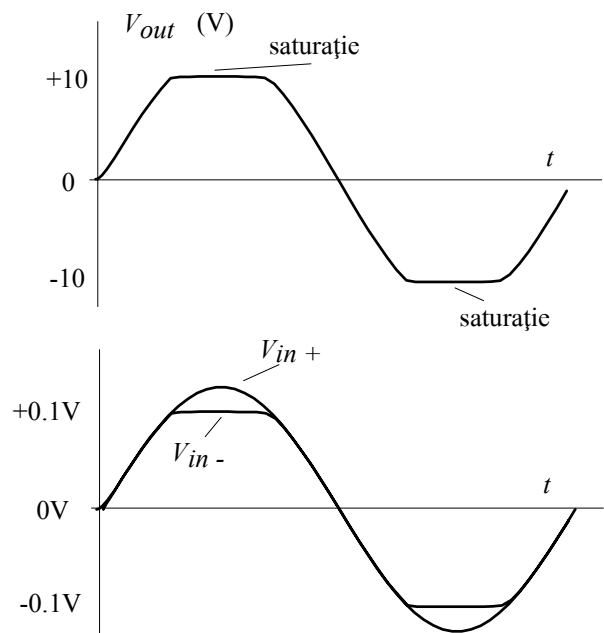


Fig. 15.4. Când ieșirea AO ajunge în saturație, potențialele intrărilor nu mai sunt egale între ele.

Curenții de polarizare ai intrărilor sunt mici dar pot fi supărători în aplicațiile la frecvența nulă; în aceste situații trebuie preferate AO cu FET la intrare.

Peste curenții de polarizare (care au același sens la ambele intrări) se suprapune o componentă diferențială (care intră la o intrare și iese la cealaltă); deși valoarea acesteia este mult mai mică, prezența ei poate conta în aplicațiile de curent alternativ.

În discuția potențialelor tipice pentru circuitul din Fig. 15.3 a) am neglijat un efect ce se datorează neîmperecherii perfecte a componentelor primului etaj diferențial: tensiunea de decalaj pe care am prezentat-o în Capitolul 13. Rezultatul este că între intrările AO găsim o tensiune suplimentară, continuă, cu valori pînă la cîțiva mV. Mărimea și semnul sunt diferite de la exemplar la exemplar. Cum ea este constantă, nedepinzînd practic de semnal, am putut-o neglija momentan. Vom reveni asupra ei cînd vom discuta abaterile de la idealitate ale AO.

Suntem acum pregătiți să înțelegem modelul **amplificatorului operational ideal**. Acesta este caracterizat prin următoarele performanțe:

i) Amplificarea pe mod comun este nulă, tensiunea de ieșire depinzînd **numai de diferența potențialelor intrărilor**

$$V_{out} = A_{op}(V_{in+} - V_{in-}), \quad A_{op} > 0 \quad (15.1)$$

altfel spus, rejectia pe mod comun, așa cum am definit-o în Capitolul 13, este infinită. Variația potențialului intrării notată cu semnul + se regăsește cu același semn la ieșire, intrarea fiind numită **neinversoare**. Pe de altă parte, variația potențialului celeilalte intrări se regăsește la ieșire cu semn schimbat, de unde și semnul - și numele de **intrare inversoare**.

ii) Amplificarea introdusă de relația anterioară **nu depinde de frecvență** (e constantă de la curent continuu la frecvența infinită) și este **infinită**. Din acest motiv, potențialele celor două intrări sunt egale

$$V_{in+} = V_{in-} \quad (15.2)$$

fiind în "scurtcircuit virtual" (virtual, pentru că între cele două intrări nu circulă curent).

iii) Intrările nu absorb (și nu generează) curenți, nici de polarizare, nici la variații ale potențialelor; impedanța de intrare este astfel **infinită**, AO ideal nu afectează în nici un fel circuitul al cărui semnal îl prelucrează.

iv) Tensiunea de ieșire nu depinde de sarcina conectată: impedanța de ieșire este **nulă**.

Observăm că performanțele de mai sus reprezintă tot ceea ce putem visa în legătură cu comportarea unui amplificator. Trebuie să spunem, încă o dată, că amplificatorul operațional se apropie de acestea **numai cu reacție negativă, în regimul său liniar de funcționare**. Ajunge doar să creștem diferența  $V_{in+} - V_{in-}$  astfel încît tensiunea de ieșire să ajungă la una din tensiunile de alimentare și miracolul dispare. Cum reușește amplificatorul operațional să asigure egalitatea potențialelor intrărilor fără a putea să absoarbă sau să debiteze curent înspre acestea ? Modificîndu-și în mod corespunzător potențialul ieșirii care, prin rețeaua de reacție negativă, aduce la ordine potențialul intrării inversoare.

Datorită idealizărilor, analiza schemelor conținînd amplificatoare operaționale ideale, care nu sunt în saturație, se simplifică extrem de mult și se efectuează în felul următor:

-potențialele intrărilor se exprimă aplicînd teorema Milman, ca și cînd AO nu ar exista, datorită curenților de intrare nuli;

-se scrie că potențialele celor două intrări sunt egale (scurtcircuit virtual)  $V_{in+} = V_{in-}$  deoarece amplificarea pe buclă este infinită;

-pentru nodul de circuit care este ieșirea AO nu se scrie teorema Milman, pentru că potențialul său nu depinde decît de starea AO și nu de potențialele nodurilor adiacente. Tensiunea de ieșire apare, totuși, în ecuațiile obținute prin aplicarea teoremei Milman celorlalte noduri, și poate fi, astfel, determinată.

*Observație: Această metodă de analiză nu este aplicabilă în absența reacției negative sau în condiții în care AO nu mai respectă ec (15.1) (ieșirea este saturată).*

Utilizând un amplificator operațional, se pot realiza **două configurații de bază, neînversoare și inversoare**. Datorită simplității schemelor, nu va fi nevoie nici măcar de teorema Milman. Pentru amplificatorul neînversor (Fig. 15.5 a), cele două intrări se află la același potențial, stabilit de semnalul de intrare. Pe de altă parte, rezistoarele  $R_1$  și  $R_2$  formează un divizor rezistiv care, deoarece amplificatorul operațional nu absoarbe curent la intrări, este complet "neîncărcat", tensiunile fiind proporționale cu rezistențele. Astfel,  $V_{out}/(R_1+R_2) = V_{in}/R_1$  și amplificarea rezultă

$$A = \frac{R_1 + R_2}{R_1} = 1 + \frac{R_2}{R_1} \quad (15.3)$$

Putem înțelege funcționarea circuitului neînversor prin utilizarea unui model mecanic (desenul b). Bara se poate roti în jurul articulației M care, la rândul ei, se poate deplasa numai pe verticală. Înălțimile la care se află capetele barei și articulația M reprezintă potențialele la care se află nodurile divizorului rezistiv format din  $R_1$  și  $R_2$  iar lungimile segmentelor de bară sunt proporționale cu rezistențele respective. Din acest motiv, tangentele unghiurilor cu orizontala reprezintă intensitatea curentului în rezistențe. Deoarece același curent străbate ambele rezistențe, cele două segmente ale barei vor fi todeauna în prelungire, adică bara este rigidă. În plus, capătul rezistenței  $R_1$  este legat la masă, ceea ce înseamnă că punctul A va fi mereu la înălțime nulă. Să vedem acum ce știe să facă reacția negativă: ea va egaliza în orice moment înălțimea punctului M (potențialul  $V_{in-}$ ) cu potențialul de intrare al circuitului  $V_{in}$ . Pentru aceasta, potențialul ieșirii trebuie să ridice sau să coboare, în mod corespunzător, "capătul B al barei". Cum bara este rigidă, din asemănarea triunghiurilor rezultă imediat că deplasarea punctului M apare la capătul B amplificată cu  $V_{out}/V_{in} = (R_1 + R_2)/R_1$ .

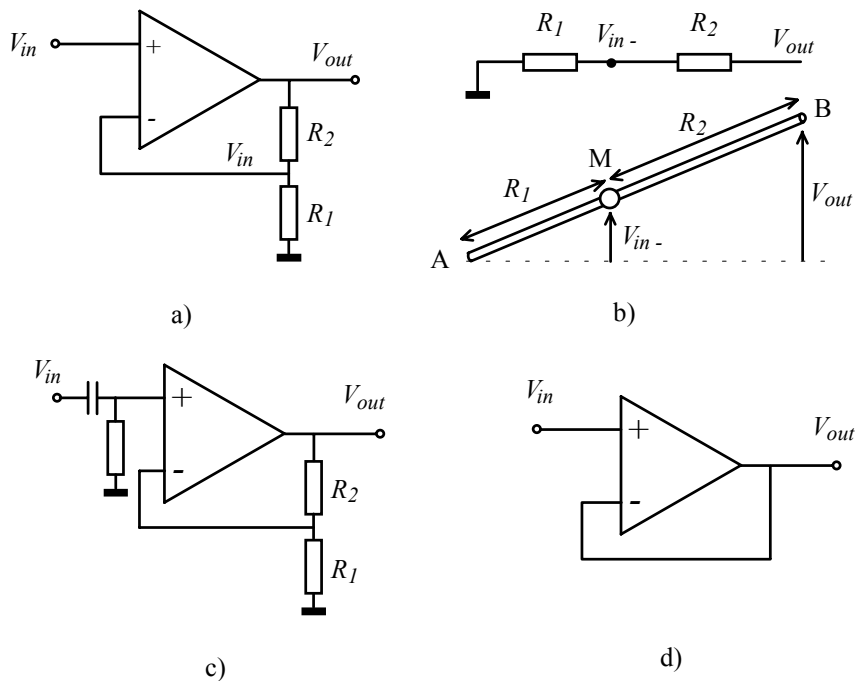


Fig. 15.5. Circuite neînversoare cu amplificatoare operaționale.

Revenim la schema electronică. Întrucât am considerat amplificatorul operațional ca fiind ideal, impedanța de intrare a circuitului este infinită. În practică, la frecvențe mici, ea este peste  $10^8 \Omega$  dacă utilizăm AO cu tranzistoare bipolare și de ordinul  $10^{12} \Omega$  la 411, care are FET la intrare. Ideal, impedanța de ieșire este nulă (ieșirea circuitului fiind chiar ieșirea amplificatorului operațional). În realitate ea este sub  $1 \Omega$ . Dacă etajul este destinat numai amplificării semnalelor alternative, este indicată intercalarea la intrare a

unui condensator de separare care să "blocheze" componenta continuă (Fig. 15.5 c). În acest caz este obligatorie conectarea unui rezistor între intrarea neinversoare și masă, altfel tranzistorul de la intrarea respectivă nu ar fi polarizat și amplificatorul operațional ar intra în saturație.

*Temă: Explicați pe unde este polarizat tranzistorul de la intrarea inversoare.*

Dacă raportul  $R_2/R_1$  este pus egal cu zero, cel mai simplu îndepărtând rezistorul  $R_1$  și scurtcircuitând intrarea inversoare la ieșire ca în Fig. 15.3 c), obținem un repetor neinversor, utilizat frecvent ca adaptor de impedanță (etaj de separare, buffer în lb. engleză).

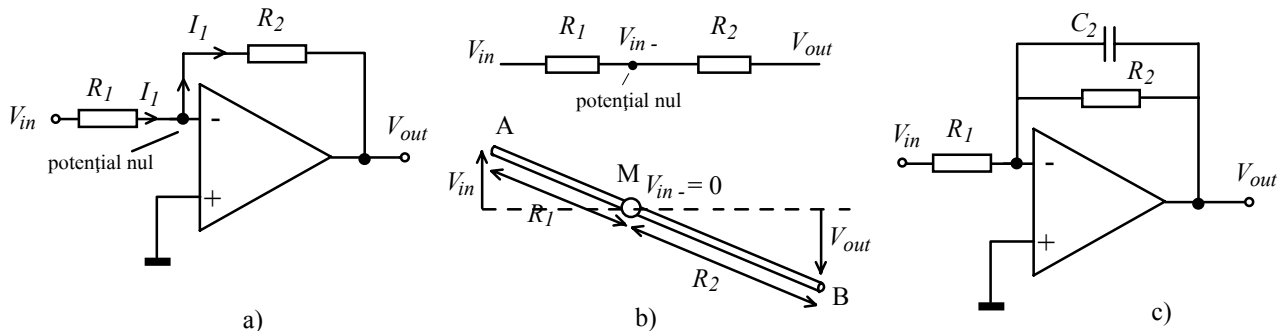


Fig. 15.6. Amplificatorul inversor: schema electronică (a), un model mecanic al său (b) și limitarea benzii de trecere (c).

O a doua configurație de bază este cea inversoare, prezentată în Fig. 15.6 a). Din nou, simplitatea circuitului combinată cu idealitatea AO face analiza extrem de ușoară. Cum intrarea neinversoare este legată la masă, și intrarea inversoare va avea potențial identic nul (punct de masă virtuală). Astfel, tensiunea de intrare va produce prin  $R_1$  curentul  $I_1 = V_{in}/R_1$ . Deoarece în intrarea inversoare a AO curentul este nul, întregul curent  $I_1$  va fi "forțat" să treacă prin rezistorul de reacție  $R_2$ . Aplicarea legii lui Ohm pe acest rezistor conduce imediat la valoarea tensiunii de ieșire și, apoi, la expresia amplificării

$$A = -\frac{R_2}{R_1} \quad (15.4)$$

Dacă în configurația inversoare cele două rezistențe au valori egale, obținem cazul particular al **repetorului inversor**.

Și acum putem înțelege funcționarea făcând apel la un model mecanic (desenul b). Tensiunea de intrarea controlează înălțimea capătului A al barei iar tensiunea de ieșire deplasează capătul din dreapta astfel încât punctul M să fie mereu la înălțime nulă. Evident, cele două tensiuni trebuie să fie de semn opus iar raportul lor  $V_{out}/V_{in} = -R_2/R_1$ .

Cînd dorim ca începînd de la o anumită frecvență amplificarea să scadă, nu avem decît să montăm în paralel cu  $R_2$  o capacitate  $C_2$ , ca în desenul c). Frecvența de tăiere a filtrului **trece-jos** realizat astfel este  $f_c = 1/(2\pi R_2 C_2)$ , peste această frecvență amplificarea coborînd cu o decadă pe decadă (este invers proporțională cu frecvența). Această filtrare este utilizată atunci cînd peste semnalul util (de frecvența mică) este suprapus un zgomot al cărui spectru se întinde la frecvențe mari.

*Temă: Explicați cum face amplificatorul operațional ca să determine curentul  $I_1$  să curgă integral prin rezistorul de reacție.*

În configurație inversoare, generatorul de semnal nu mai este cuplat doar în intrarea amplificatorului operațional. Reacția negativă, menținând prin  $R_2$  la masă potențialul intrării inversoare, face ca impedanța de intrare a **etajului** să aibă valoarea rezistenței  $R_2$ , în general de valoare modestă ( $1\text{k}\Omega$  -  $10\text{k}\Omega$ ). Dacă circuitul care funcționează ca generator de semnal este tot unul cu amplificator operațional, aceasta nu constituie un impediment.

Configurația inversoare **nu beneficiază de impedanța mare de intrare a AO și de mărirea acesteia de către reacția negativă**. În această configurație impedanța de intrare este egală cu rezistența conectată spre punctul de masă virtuală.

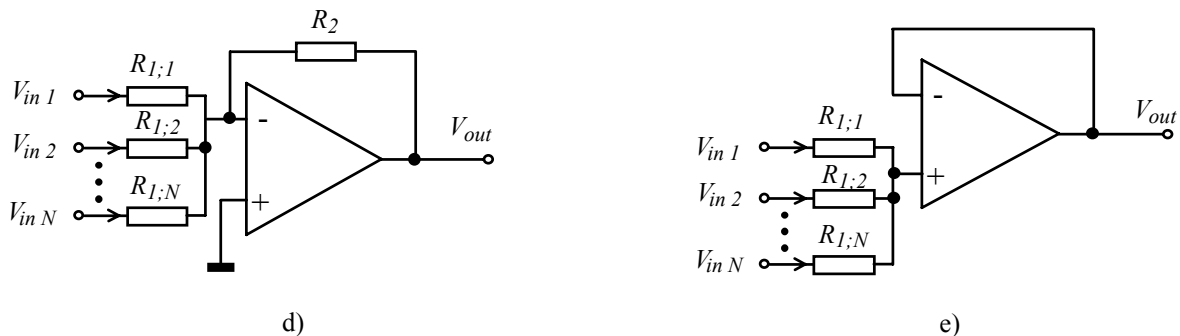


Fig. 15.6. Sumatorul inversor (cu ponderi) (d) și sumatorul neinversor (e).

Existența punctului de masă virtuală permite generalizarea configurației inversoare, obținându-se sumatorul din Fig. 15.6 d). Curentul produs de fiecare din tensiunile de intrare  $V_{in m}$  este  $V_{in m}/R_{1; m}$ , complet independent de valoarea celorlalte tensiuni de intrare. Intrarea inversoare este un nod de sumare a acestor curenți, care curg apoi împreună prin rezistorul de reacție. Astfel, tensiunea de ieșire este

$$V_{out} = -\frac{R_2}{R_{1;1}} V_{in 1} - \frac{R_2}{R_{1;2}} V_{in 2} - \dots = -\sum_m \frac{R_2}{R_{1;m}} V_{in m} \quad (15.5)$$

circuitul fiind un **sumator cu ponderi**. Tensiunile de intrare sunt sumate **toate cu același semn**. Această operație se poate efectua și cu o rețea rezistivă urmată de un repetor, ca în desenul e) al figurii dar, în acest caz, modificarea oricăreia dintre tensiunile de intrare atrage modificarea potențialului nodului de sumare și, în consecință, a curenților tuturor intrărilor. Avantajul configurației din desenul b) este acela că punctul de sumare are todeauna potențial nul, **orice influență reciprocă între intrări fiind astfel eliminată**.

### C. Abateri de la idealitate ale amplificatoarelor operaționale

Amplificatoarele reale nu respectă întocmai condițiile din definiția amplificatorului operațional ideal și utilizatorul trebuie să cunoască și să țină seama de abaterile lor de la idealitate. Le vom aborda, în continuare, pe rând, analizând efectul lor asupra performanțelor etajelor cu AO și căile de diminuare a acestor efecte.

#### Limitarea tensiunii de ieșire

Am văzut că la amplificatoarele studiate pînă acum potențialul ieșirii nu putea să evolueze decît în intervalul delimitat de potențialele bornelor sursei de alimentare. Același lucru se întîmplă și în cazul

amplificatorului operațional: potențialul ieșirii sale nu poate evolua decât în interiorul domeniului delimitat de cele două tensiuni de alimentare, uzual situat între -15 V și 15 V.

Dacă tensiunea între cele două intrări ale AO este mai mare decât  $|V_A|/A_{op}$ , amplificatorul intră în saturație, tensiunea de ieșire se limitează la  $+V_A$  sau  $-V_A$  și **nu mai respectă relația liniară**  $V_{out} = A_{op}(V_{in+} - V_{in-})$ .

Așa cum am observat în exemplul din Fig. 15.4, în această situație reacția negativă este practic întreruptă și nici relația (15.2) nu mai este îndeplinită, potențialele celor două intrări încetînd să mai fie egale. Forma de undă de la ieșire este distorsionată datorită intrării în limitare (Fig. 15.7).

Deși amplificatoarele operaționale moderne nu mai prezintă fenomenul de "agățare" în stările de saturație ale ieșirii, la prelucrarea unui semnal variabil intrarea în saturație trebuie evitată deoarece AO pierde timp pentru părăsirea acestei stări. Evitarea intrării în saturație, pentru un circuit ce prelucrează un semnal variabil, construit în jurul unui amplificator operațional, se face prin limitarea domeniului de variație al tensiunii de intrare la valori mai mici decât tensiunea de alimentare divizată cu amplificarea etajului sau prin circuite cu diode, așa cum vom vedea la redresorul fără prag.

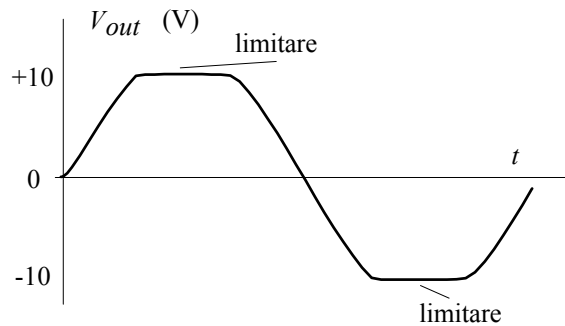


Fig. 15.7. Distorsionarea formei de undă datorită intrării în limitare a etajului final.

Tranzistoarele etajului diferențial de la intrarea AO nu sunt împerecheate perfect, rezultatul fiind un efect echivalent unui decalaj de tensiune.. În plus, ele necesită curenți de polarizare. Aceste neidealități afectează aplicațiile de la frecvența nulă (curent continuu) și pe cele de la frecvențe foarte joase. Efectul lor constă în apariția la ieșire a unei tensiuni suplimentare, care se adună peste cea produsă de semnalul util. Cum efectele sunt mici, le studiem separat iar în analiza unui circuit real le **însușim**.

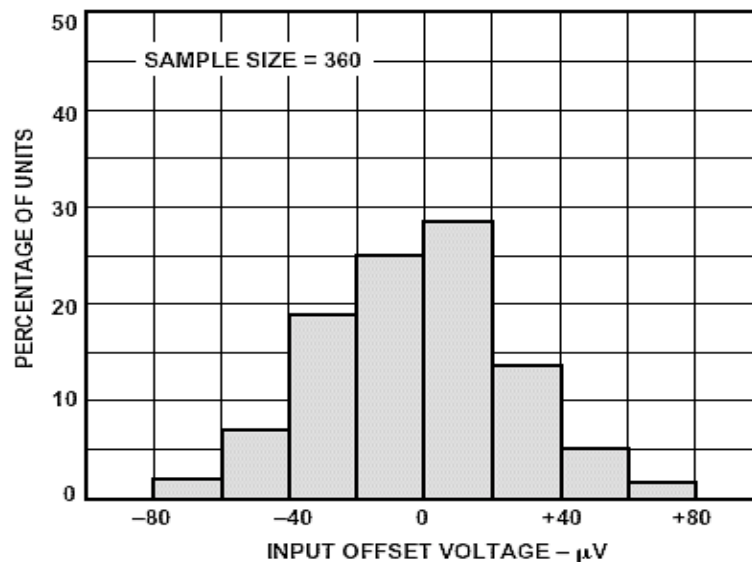
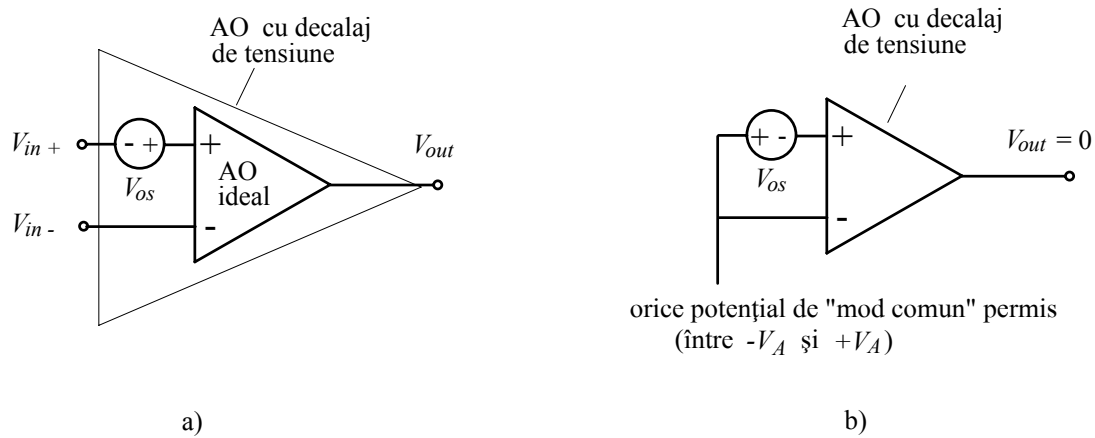
### Decalajul de tensiune

Un amplificator operațional ideal, respectînd relația  $V_{out} = A_{op}(V_{in+} - V_{in-})$ , ar trebui să producă o tensiune de ieșire nulă dacă tensiunea diferențială de intrare este nulă (cele două intrări sunt la același potențial)

$$V_{in+} - V_{in-} = 0 \Rightarrow V_{out} = 0. \tag{15.6}$$

La un amplificator operațional real, datorită nesimetriei perfecte a etajului diferențial de intrare, ar trebui să apară, în plus, o **tensiune de decalaj (offset) la ieșire**. Datorită amplificării foarte mari, valoarea ei este mult mai mare decât domeniul în care tensiunea de ieșire poate lua valori (limitat de tensiunile de alimentare) și amplificatorul operațional, **în absența reacției negative**, intră în saturație, tensiunea de ieșire devenind  $+V_A$  sau  $-V_A$ , după sensul decalajului. Se preferă, din acest motiv, exprimarea decalajului în termenii intrării, definindu-se **tensiunea de decalaj raportată la intrare**,  $V_{OS}$ , ca fiind acea tensiune care aplicată la intrarea **AO ideal** ar produce același efect cu asimetria etajului de intrare (Fig. 15.8 a). În consecință, ea poate fi interpretată și ca tensiunea (cu semn opus) care, aplicată între intrările unui **AO real** produce o tensiune de

ieșire nulă, ca în desenul b) al figurii. Această interpretare sugerează și o cale posibilă (dar nu prea comodă) pentru măsurarea tensiunii de decalaj la intrare.



c)

Fig. 15.8. Semnificația tensiunii de decalaj la intrare (a și b) și histograma distribuției sale pe un lot de exemplare (c).

Acolo unde nu există riscul unor confuzii, vom numi mărimea  $V_{OS}$ , simplu, tensiune de decalaj. Valoarea ei este împrăștiată tehnologic, puțin fiind atât pozitivă cât și negativă; în Fig. 15.8 c) este dată histograma distribuției acestei tensiuni pentru amplificatorul de instrumentație AD620 (așa cum vom vedea în cele ce urmează, amplificatoarele de instrumentație sunt structuri cu mai multe AO). Deoarece pentru orice exemplar "din cutie" nu putem prezice decât o valoare tipică și ni se garantează o valoare absolută maximă, polaritatea tensiunii  $V_{OS}$  este irelevantă în analiza circuitelor construite cu AO.

Pentru câteva tipuri de amplificatoare operaționale reprezentative, în Tabelul 15.1 sunt prezentate valorile tensiunii de decalaj.



Tabelul 15.1

Tensiunea de decalaj și driftul ei termic, pentru câteva tipuri de amplificatoare operaționale

Amplificatorul operațional	Fabricant	Clasa din care face parte	$V_{OS}$ tipic (mV)	$V_{OS}$ maxim (mV)	$\frac{dV_{OS}}{dT}$ tipic ( $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ )	$\frac{dV_{OS}}{dT}$ maxim ( $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ )
741C	Fairchild	bipolar, depășit	2	6		30
LM 108	National Semiconductor	bipolar, depășit	0.3	0.5	1	5
OP 07A, OP 27 A	Precision Monolithics	bipolar, de precizie	0.01	0.025	0.2	0.6
MAX 400M	Maxim	bipolar, de precizie	0.004	0.010	0.2	0.3
AD 707C	Analog Devices	bipolar, de precizie	0.005	0.015	0.03	0.1
OP 41E	Precision Monolithics	JFET, de precizie	0.2	0.25	2.5	5
OPA 627B	Burr-Brown	JFET, de precizie	0.04	0.10	0.5	0.8

Conform celor arătate mai sus, un amplificator operațional cu tensiune de decalaj poate fi modelat cu un AO ideal și o sursă ideală de tensiune de valoare  $V_{OS}$  (Fig. 15.8 a). Putem, astfel, calcula efectul acestei neidealități pentru configurațiile de bază. La circuitul neinversor intercalăm sursa de tensiune  $V_{OS}$  la intrarea neinversoare, apărând astfel în serie cu tensiunea de intrare; în consecință, decalajul de la intrare este amplificat exact de atâtea ori ca și semnalul. În consecință, efectul decalajului este apariția suplimentară la ieșire a unei tensiuni

$$V_{out} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} V_{OS}. \quad (15.7)$$

Aceeași expresie se obține și pentru configurația inversoare; de data aceasta amplificarea pentru semnal este, în modul, mai mică cu o unitate decât amplificarea decalajului. La valori mari ale amplificării această diferență este nesemnificativă, așa că putem trage concluzia că tensiunea de decalaj de la intrare este amplificată practic de atâtea ori ca și semnalul. Ea constituie, astfel, o limită în prelucrarea semnalelor de valori coborâte.

Dacă efectul la ieșire al tensiunii de decalaj este inacceptabil de mare, el poate fi mult diminuat prin ajustarea unui potențiomtru legat la niște borne ale AO prevăzute special în acest scop, procedură numită **compensarea decalajului**. În Fig. 15.9 a) este prezentată această tehnică pentru 411, numerotarea pinilor fiind aceea pentru capsula mini-DIP (cu 8 pini); cu intrarea legată la masă, se ajustează poziția potențiometrului astfel încât voltmetrul să arate o tensiune cât mai apropiată de tensiunea nulă. În principiu, efectul decalajului poate să fie eliminat complet prin ajustarea atentă a acestui potențiomtru dar vom vedea mai departe că unele inconveniente rămân.

Faptul că amplificatorul operațional "își amplifică propria tensiune de decalaj de la intrare" poate fi utilizat pentru măsurarea comodă a acestei mărimi, așa cum se vede în Fig. 15.9 b). Tensiunea  $V_{OS}$  este amplificată aici cu 1000, fiind adusă în gama volților; impedanța de ieșire redusă a AO permite utilizarea chiar a unui voltmetru fără amplificator, cu rezistență internă de câțiva  $k\Omega$ .

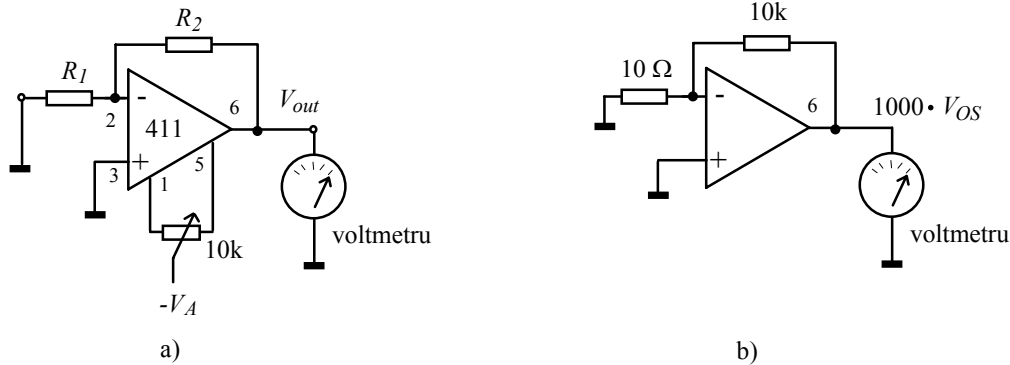


Fig. 15.9. Compensarea tensiunii de decalaj la 411 (a) și circuit practic pentru măsurarea tensiunii de decalaj la intrare (b).

### Driftul tensiunii de decalaj

Din păcate, după ce că există, tensiunea de decalaj nu este chiar constantă în timp. Dacă ar fi fost așa, prin ajustarea potențiometrului amintit anterior, i-am fi putut anula complet efectele. În realitate, oricât de bine am compensa noi tensiunea de decalaj la o anumită temperatură și la un anumit moment de timp, variațiile de temperatură și trecerea timpului o fac să reapară.

Efectul cel mai supărător este variația tensiunii de decalaj cu temperatura, numit și **drift termic**. Coeficientul de drift termic variază de la  $30 \mu V/^\circ C$  pentru 741, la  $5 \mu V/^\circ C$  pentru LM 108, și la numai  $0.03-0.10 \mu V/^\circ C$  pentru AD 707C. În aplicațiile de performanță, contează și driftul în timp datorat îmbătrânirii. Pentru OP 77 (un operațional bipolar de precizie asemănător cu OP 07) el este de numai  $0.2 \mu V/lună$ .

### Curenții de polarizare

Ca să poată fi aduse în regiunea activă de funcționare, tranzistoarele din etajul diferențial de la intrarea AO trebuie **polarizate**, deci intrările trebuie să absoarbă (sau să debiteze, după tipul tranzistoarelor) curent. Valorile acestor curenți, numiți de polarizare, depind de tipul constructiv al tranzistoarelor și de punctul lor static de funcționare. Curentul de polarizare  $I_B$  se definește ca media celor doi curenți, cu intrările scurtcircuitate între ele. Ca și tensiunea de decalaj, și valorile curenților de polarizare sunt împrăstiate tehnologic de la exemplar, așa cum se poate vedea, pentru amplificatorul de instrumentație AD620, în Fig. 15.10 a).

Pentru OP 27, care are tranzistoare bipolare (BJT), curentul de polarizare este de  $15 \text{ nA}$ , în timp ce pentru 411, care are tranzistoare JFET la intrare, curentul de polarizare este de  $50 \text{ pA}$ . Ca regulă foarte aproximativă, AO cu tranzistoare bipolare au curenți de polarizare în domeniul zecilor de nanoamperi, pe când cele cu JFET au curenții de polarizare de 1000 de ori mai mici, în domeniul zecilor de picoamperi. Sunt disponibile și AO cu BJT care au curenți de polarizare de  $1 \text{ nA}$  sau mai mic, dar și AO cu JFET ce au curenți de polarizare de numai câțiva picoamperi. Cel mai mic curent de polarizare se poate obține cu tranzistoare CMOS la intrare, de exemplu numai  $0.01 \text{ pA}$  pentru ICH 8500.

Prezența curenților de polarizare determină apariția unei tensiuni nenule la ieșire, chiar în condițiile în care intrările sunt la același potențial și nu există tensiune de decalaj. În aplicații, această tensiune de eroare se adună peste cea produsă de decalajul de tensiune și tensiunea produsă de semnalul util.

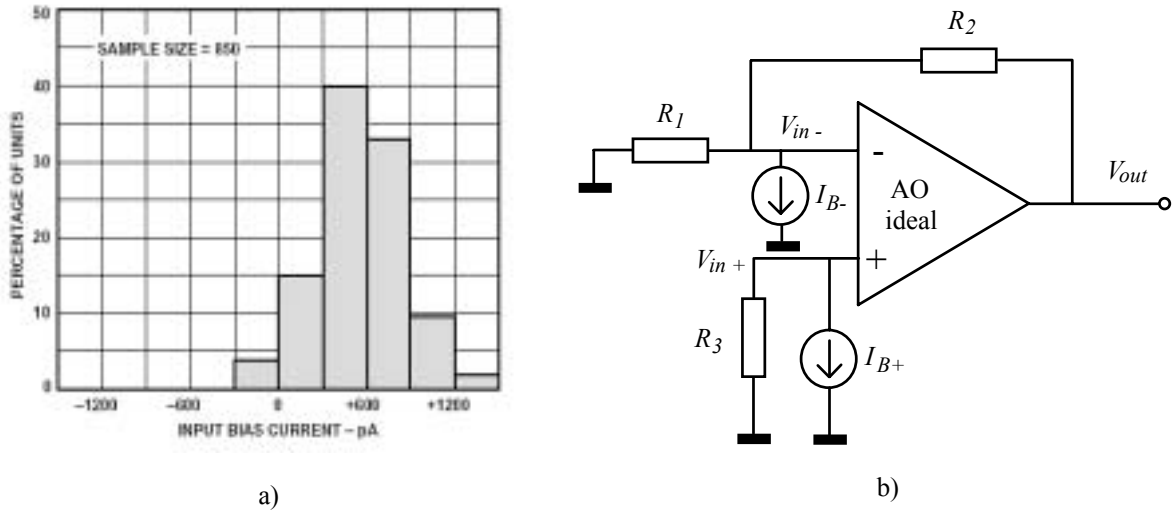


Fig. 15.10. Împrăștierea tehnologică a mediei  $I_B = (I_{B+} + I_{B-})/2$  (a) și modelarea efectului acestor curenți de polarizare (b).

Efectul asupra tensiunii de ieșire al curenților de polarizare  $I_{B+}$  și  $I_{B-}$  se poate urmări pe Fig. 15.10 b) unde curenții de polarizare sunt modelați de sursele ideale de curent, curenții în intrările amplificatorului operațional ideal fiind în continuare nuli. Pentru calculul efectului apărut la ieșire utilizăm ecuațiile

$$\begin{aligned} \frac{0 - V_{in-}}{R_1} + \frac{V_{out} - V_{in-}}{R_2} &= I_{B-} \\ \frac{0 - V_{in+}}{R_3} &= I_{B+} \end{aligned} \quad (15.8)$$

$$V_{in-} = V_{in+}$$

Pe noi ne interesează însă cum să eliminăm acest efect; presupunem că am ajustat corespunzător cele trei rezistențe și efectul a dispărut,  $V_{out} = 0$ . În aceste condiții, rezistoarele  $R_1$  și  $R_2$  apar legate în paralel pentru curentul  $I_{B-}$ , care produce astfel în nodul intrării inversoare potențialul  $-I_{B-} \cdot (R_1 \text{ paralel } R_2)$ . La un potențial egal trebuie să se găsească și intrarea neinversoare, de unde rezultă condiția ce trebuie îndeplinită de rezistențe

$$I_{B-} \cdot (R_1 \text{ paralel } R_2) = I_{B+} \cdot R_3, \quad (15.9)$$

În ipoteza unor curenți de polarizare egali pe cele două intrări, efectul lor asupra ieșirii se anulează dacă se îndeplinește condiția

$$R_3 = R_1 \text{ paralel } R_2. \quad (15.10)$$

Această relație este deosebit de importantă și ne arată că ori de câte ori efectul curenților de polarizare ne deranjează, trebuie să intercalăm la intrarea neinversoare o rezistență de valoare corespunzătoare. Dacă această rezistență nu este prezentă, tensiunea suplimentară ce apare la ieșire este  $I_{B-} \cdot (R_1 \text{ paralel } R_2)$ .

Este de dorit, din acest punct de vedere, **utilizarea în jurul AO au unor rezistoare de valoare cât mai mică.**

Îndeplinirea condiției (15.10) ar anula efectul curenților de polarizare **dacă aceștia ar fi riguros egali.** În realitate, ei nu sunt egali; diferența lor,  $I_{OS}$ , este numită **decalaj (offset) de curent de polarizare** și este între o zecime din  $I_B$  (dacă etajul de intrare este cu tranzistoare bipolare) și întreaga valoare a curentului de polarizare, dacă etajul de intrare este cu tranzistoare FET. Cu condiția (15.10) îndeplinită, decalajul de curent produce la ieșire o tensiune

$$V_0 = I_{OS} R_2, \quad (15.11)$$

care poate fi micșorată numai prin **scăderea valorii rezistenței de reacție.**

De fapt, efectele curentului de polarizare și decalajului de curent apar simultan cu efectul decalajului de tensiune și, prin "compensarea decalajului", este anulat efectul total. La fel ca și la tensiunea de decalaj, rămân însă variațiile. Driftul termic al lui  $I_{OS}$  este cel care limitează pînă la urmă precizia tensiunii de ieșire.

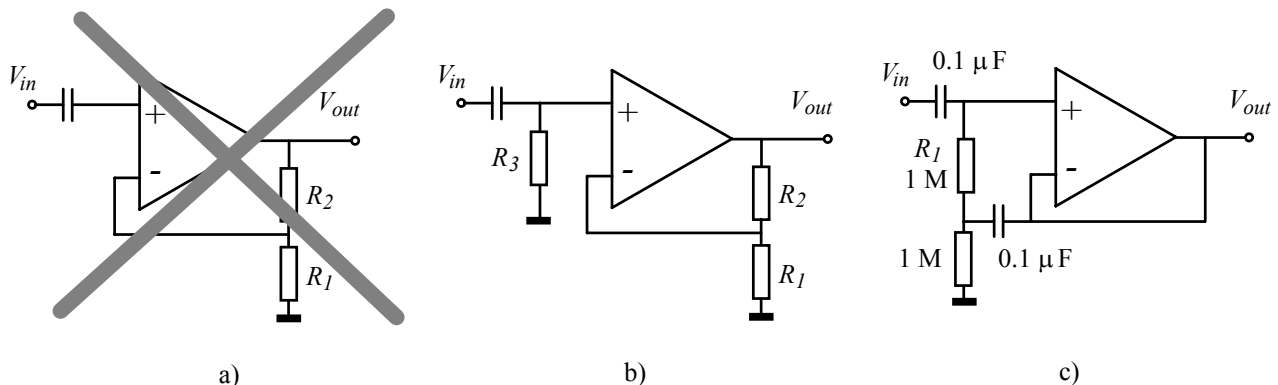


Fig. 15.11. Fără o cale în curent continuu prin care să fie polarizată intrarea neinversoare, amplificatorul operațional intră în saturație și nu mai poate fi utilizat ca amplificator.

În încheiere, revenim asupra unui aspect care, omis, produce surprize neplăcute celui ce utilizează amplificatoare operaționale. Chiar dacă sunt extrem de mici și de cele mai multe ori se pot neglija, curenții de polarizare **trebuie să existe**, deci, de la intrări trebuie să avem un drum care să conducă în curent continuu la un punct capabil să absoarbă sau să debiteze curent continuu. Dacă această condiție nu este îndeplinită, așa cum s-ar întâmpla cu intrarea neinversoare în Fig. 15.11, dacă am omite rezistorul legat la masă, etajul de intrare nu este polarizat corect și ieșirea amplificatorului este în saturație la una din tensiunile de alimentare.

Conectarea rezistorului  $R_3$  (desenul b) este, deci, obligatorie dacă dorim să avem un condensator care să blocheze componenta continuă; prezența lui micșorează însă impedanța de intrare în amplificator. Dar valoarea  $R_3$  nu poate fi crescută mult peste  $1 \text{ M}\Omega$  deoarece, așa cum am văzut, curentul de polarizare  $I_{B+}$  ar produce o contribuție inacceptabilă la tensiunea de ieșire. Pentru repetorul neinversor (desenul c), putem să aplicăm aceeași tehnică bootstrap pe care am utilizat-o la repetorul pe emitor (pentru că ne confruntăm cu același tip de dificultate). În curent continuu, intrarea neinversoare este legată la masă printr-o rezistență totală de  $2 \text{ M}\Omega$  (polarizarea). În curent alternativ însă, rezistența  $R_1$  este legată în paralel între intrările

amplificatorului operațional și deci căderea de tensiune în alternativ pe  $R_1$  va fi  $V_{out}/A_{op}$ . În consecință, și curentul alternativ prin  $R_1$ ,  $V_{out}/(A_{op}R_1) = V_{in}/(A_{op}R_1)$ , va fi extrem de mic; rezistența  $R_1$  apare multiplicată cu amplificarea fără reacție a AO și impedanța de intrare a etajului este mult mărită.

**Impedanța de intrare finită**

Deoarece amplificatorul operațional are două intrări, se definesc două impedanțe de intrare: una de **mod comun**, pentru semnalele care apar simultan pe cele două intrări, și una **diferențială**. Impedanța pe mod comun este mult mai mare decât cea diferențială, pentru că pe acest mod etajul de intrare este echivalent cu un tranzistor ce are în emitor impedanța extrem de mare a unei surse de curent. Impedanța de intrare diferențială, singura de care ne vom ocupa, are valori de ordinul a câțiva  $M\Omega$  pentru AO bipolare, în timp ce pentru AO cu JFET ajunge pînă la  $10^{12} \Omega$ .

Atunci cînd utilizăm AO pentru realizarea unui circuit de amplificare, impedanța de intrare în acest circuit **nu este cea a AO**. De exemplu, în circuitul neinversor din Fig. 15.12 reacția negativă este realizată prin compararea a două tensiuni, cea de intrare  $V_{in}$  și cea de reacție

$$BV_{out} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{out}$$

(am notat factorul de

reacție cu  $B$ , la fel ca în Cap. 14). Am arătat acolo că în acest tip de circuite, datorită reacției negative, curentul  $I_{in}$  se micșorează și impedanța de intrare este de  $H_{OL} + 1$  ori mai mare decât cea fără reacție. Așa se întîmplă și aici,

$$Z_{in} = \frac{V_{in}}{I_{in}} = (1 + BA_{op}) \cdot Z_{in\ op}; \tag{15.12}$$

cum în aplicațiile curente factorul de reacție  $B$  nu coboară sub 0.001, iar amplificarea fără reacție a AO este la frecvențe foarte mici în jur de  $10^6$ ,  $Z_{in}$  este mult mai mare decât impedanța de intrare a AO, ajungînd la  $G\Omega$ . Așa cum vom vedea însă, amplificarea  $A_{op}$  scade rapid cu frecvența, astfel încît și  $Z_{in}$  se micșorează, rămînînd totuși în banda de trecere de cîteva zeci de  $M\Omega$ .

Etajul neinversor cu AO trebuie utilizat ori de cîte ori dorim să obținem o impedanță de intrare foarte mare; impedanța de intrare maximă se obține în cazul particular al repetorului neinversor.

O cu totul altă comportare are cealaltă structură și anume etajul inversor (Fig. 15. 13). De data aceasta, reacția negativă se obține prin **compararea curenților** în nodul intrării inversoare. Așa cum am văzut la Cap. 14, impedanța pe care o vede rezistența  $R_1$  în nodul de comparare a curenților este extrem de mică. Dacă vă mai aduceți aminte efectul Miller, deoarece cînd potențialul intrării

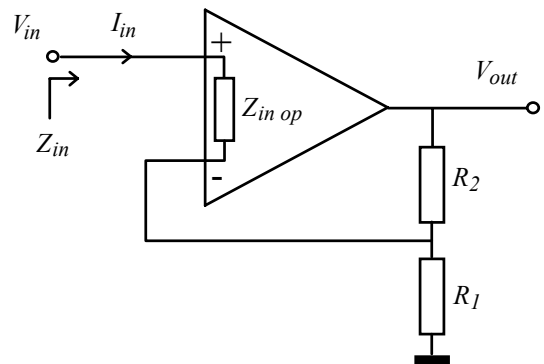


Fig. 15.12 Calculul impedanței de intrare în amplificatorul neinversor

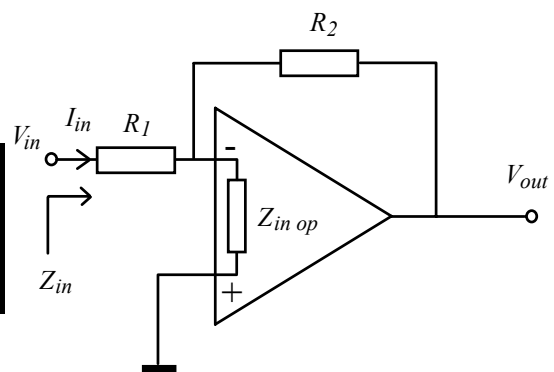


Fig. 15.13. Calculul impedanței de intrare pentru amplificatorul inversor.

inversoare crește cu  $\Delta V_{in-}$  potențialul ieșirii scade cu  $A_{op} \cdot \Delta V_{in-}$ , rezistența  $R_2$  este echivalentă cu una  $R_2/(1 + A_{op})$  legată la masă. Cum  $R_2$  nu trece în general de 1 M $\Omega$  iar  $A_{op}$  este în jur de 1 milion, impedanța  $Z_{in op}$  este practic scurtcircuitată de o rezistență de 1  $\Omega$ . În consecință,

impedanța de intrare în etaj este practic egală cu rezistența  $R_1$

$$Z_{in} = R_1$$

(15.13)

Această rezistență nu poate fi mare din două motive:

- a) amplificarea este dată de raportul  $R_2/R_1$
- b) combinația paralelă a celor două rezistențe nu poate fi prea mare, deoarece curentul de polarizare ar produce efecte vizibile la ieșire. Astfel

pentru etajul inversor, deși AO are o impedanță de intrare de cel puțin 1 M $\Omega$ , circuitul are o impedanță de intrare egală cu  $R_1$ , în domeniul 1k $\Omega$  -100k $\Omega$ .

### Impedanța de ieșire nu este nulă

Impedanța de ieșire a amplificatoarelor operaționale,  $Z_{out op}$ , (fără reacție) este destul de mică (40  $\Omega$  pentru 411), dar poate ajunge chiar la câțiva k $\Omega$  la unele AO de mică putere. În oricare din configurațiile utilizate (inversoare sau neinversoare) mărimea de la ieșire utilizată pentru reacția negativă **este tensiunea**. Am văzut în Cap. 14 că, în aceste condiții, reacția negativă produce micșorarea de  $H_{OL} + 1$  ori a impedanței de ieșire. Astfel, impedanța de ieșire a circuitului ajunge să coboare sub 0.1  $\Omega$ .

Impedanța de ieșire a unui AO cu reacție negativă este practic neglijabilă în comparație cu impedanțele de intrare (de cel puțin 1k $\Omega$ ) prezentate de etajele ce se conectează la ieșirea acestuia. Din această cauză, tensiunea de ieșire a AO depinde practic numai de semnalul de intrare și nu de sarcina de la ieșire.

Afirmația anterioară este valabilă în special la frecvențe joase. La frecvențe înalte, după cum am afirmat, amplificarea AO scade, ceea ce conduce la creșterea impedanței de ieșire.

Dacă rezistența de sarcină coboară sub o anumită valoare, ieșirea nu mai poate evolua pe întreaga gamă permisă pentru că există un **curent de ieșire maxim**. Pentru 411 acesta este de 20 mA, ceea ce înseamnă că, pentru a avea la ieșire un semnal cu amplitudinea de 10 V, rezistența de sarcină nu trebuie să coboare sub 0.5 k $\Omega$ .

Valoarea extrem de mică a impedanței de ieșire nu înseamnă și posibilitatea obținerii unor curenți mari la ieșire.

În foile de catalog sunt date grafice cu amplitudinea maximă a semnalului de ieșire în funcție de rezistența de sarcină deoarece pentru semnale care se apropie de  $\pm V_A$  valoarea necesară a rezistenței de sarcină este mai mare decât cea dedusă din valoarea curentului maxim.

Pentru protecția împotriva scurtcircuitării accidentale la masă a ieșirii circuitului, mai ales pentru AO care nu au limitare internă a curentului de ieșire, este indicată schema din Fig. 15.14. Rezistența de protecție  $R_p$  este introdusă în bucla de reacție, înainte de prelevarea semnalului pentru calea inversă. Singurul ei efect

(în afară de limitarea curentului maxim la  $V_A/R_p$ ) este creșterea impedanței de ieșire (aparținând în serie cu  $Z_{out\ op}$ ). Cum valoarea  $R_p$  nu este mai mare de  $1\text{k}\Omega$ , reacția negativă reușește să mențină impedanța de ieșire a circuitului sub  $1\ \Omega$ .

*Temă: Calculați efectul lui  $R_p$  dacă ar fi fost introdusă în exteriorul buclei de reacție.*

Un alt efect al impedanței de ieșire  $Z_{out\ op}$  nenule a amplificatorului operațional apare atunci când la ieșire este conectată o sarcină **capacitivă**  $C_L$ . În aceasta situație, impedanța de ieșire  $Z_{out\ op}$  (care are un caracter rezistiv) formează, împreună cu această capacitate, un filtru trece-jos care coboară și mai mult amplificarea la frecvențe mari pe calea directă. În afara abaterii mai pronunțate a amplificării cu reacție de la formulele ideale, aceasta poate afecta **stabilitatea** circuitului cu reacție.

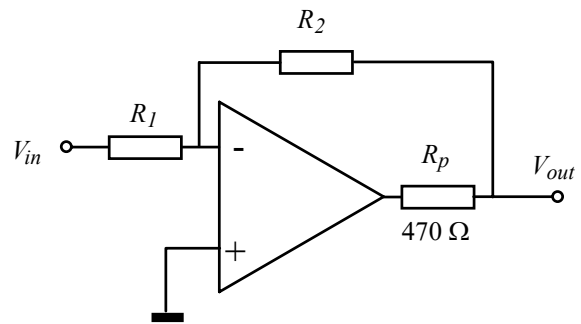


Fig. 15.14. Protejarea ieșirii AO împotriva unui scurtcircuit accidental.

### Viteza maximă de variație a tensiunii de ieșire

Imposibilitatea potențialului ieșirii de a evada din intervalul  $(-V_A; +V_A)$  delimitat de tensiunile de alimentare se datorează intrării în limitare a tranzistoarelor etajului final al AO. Amplificatorul operațional este, însă, o structură complexă și, în anumite condiții, un etaj anterior poate ajunge în limitare înainte ca etajul final să ajungă la extremitățile regiunii sale liniare.

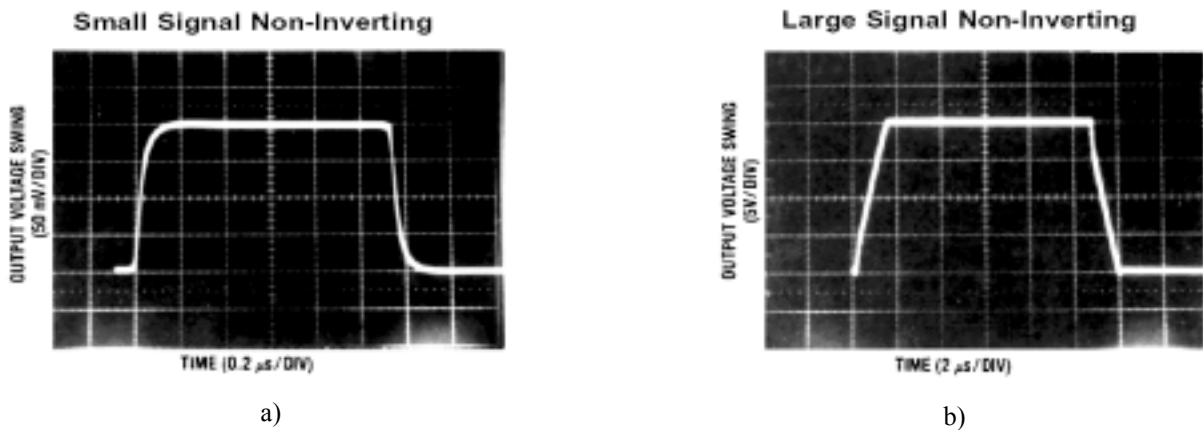


Fig. 15.15 a) și b). La un impuls dreptunghiular de amplitudine mică, amplificatorul operațional LF 411 se comportă liniar, ca un filtru trece-jos, (desenul a); când amplitudinea pulsului de excitație e mare, viteza de variație se limitează și circuitul se comportă neliniar (desenul b).

Să excităm un repetor neinversor cu un puls dreptunghiular de mică amplitudine, astfel încât tensiunea de ieșire a unui AO 411 să evolueze numai cu  $200\text{ mV}$  (Fig. 15.5 a). Știm de ce forma de undă nu este dreptunghiulară: circuitul se comportă ca un filtru trece jos, constanta de timp a termenului exponențial fiind egală cu inversul frecvenței circulare de tăiere,  $\tau = 1/\omega_c$ . Dacă derivăm expresia  $V_m(1 - e^{-t/\tau})$ , obținem viteza de variație,  $V_m e^{-t/\tau} / \tau$ , care atinge valoarea sa maximă  $V_m/\tau$  la începutul tranziției. Din oscilogramă, aceasta rezultă a fi în jur de  $5\text{V}/\mu\text{s}$ . Comportarea liniară a circuitului poate fi ușor verificată experimental

prin mărirea amplitudinii excitației; evoluția de la ieșire își păstrează forma dar își mărește și ea amplitudinea (și, evident, și viteza de variație) tot de atâtea ori cât excitația.

Dacă repetăm experimentul prin aplicarea la intrare a unui puls dreptunghiular de amplitudine de 100 de ori mai mare, evoluția tensiunii de ieșire va fi și ea de 100 de ori mai mare, ajungând la 20 V (tensiunile de alimentare sunt +/- 15 V, așa că acest lucru este posibil fără intrarea etajului final în limitare). Forma de undă de la ieșire este însă complet alta (desenul b). În locul unei evoluții de forma  $V_m(1 - e^{-t/\tau})$ , tensiunea de ieșire variază acum practic **cu viteză constantă** în jur de 10V/μs. Dacă modificăm amplitudinea excitației, această viteză de tranziție nu se modifică, așa cum se vede în Fig. 15.15 c). Concluzia este una singură: **în timpul tranziției, amplificatorul operațional încetează să se mai comporte liniar** deoarece la un circuit liniar forma de undă a ieșirii s-ar fi "dilatată" pur și simplu pe axa verticală.

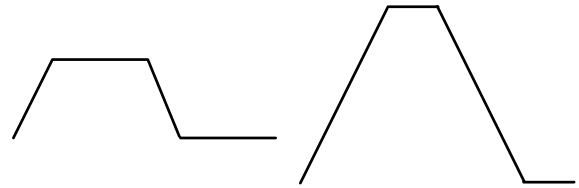


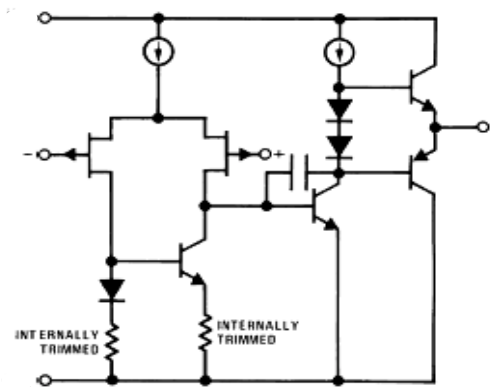
Fig. 15.5 c)

Pentru un amplificator operațional există o limită maximă a vitezei de variație a tensiunii sale de ieșire. Această limită este numită în limba engleză (maximum) Slew Rate și este notată cu  $SR$ . Valoarea sa este dată în volți pe microsecunde.

Pentru același tip, valoarea parametrului  $SR$  variază de la exemplar la exemplar. Pentru LF411, la care ne-am referit în paragrafele anterioare, foaia de catalog dă o valoare minimă asigurată de 10 V/μs și o valoare tipică de 15 V/μs.

**Observație:** *Un circuit este liniar dacă sistemul de ecuații diferențiale care îl descrie este de ordinul întâi; faptul că forma de undă a ieșirii este un segment de dreaptă (cu pantă constantă) este o coincidență fără nici o relevanță. În timpul tranziției, circuitul se comportă neliniar pentru că nu trece proba de foc a liniarității: mărirea amplitudinii excitației de un număr de ori trebuie să producă mărirea de același număr de ori a amplitudinii de la ieșire fără schimbarea formei sale.*

Dacă ieșirea ar trebui să evolueze, pentru a îndeplini ecuațiile sistemului cu reacție, cu o viteză mai mare decât  $SR$ , atunci amplificatorul operațional încetează să se mai comporte liniar, ieșirea sa nu poate să ajungă la potențialul la care ar trebui și, în consecință, reacția negativă nu mai este capabilă să asigure egalitatea potențialelor celor două intrări  $V_{in+} = V_{in-}$ . Explicația acestui efect nu e deloc complicată. Pe schema simplificată a lui LF411 din desenul d) se constată că etajul de intrare, realizat cu tranzistoare JFET este unul diferențial, care distribuie, între cele două tranzistoare, curentul constant oferit de sursa de curent constant conectată în punctul comun al surselor tranzistoarelor. Dezechilibrul maxim al acestui etaj apare atunci când acest curent curge practic printr-un singur tranzistor; etajul ajunge astfel în limitare și etajul următor primește acum un curent constant care încarcă cu viteză constantă capacitatea echivalentă a intrării sale. În consecință, și viteza de creștere a tensiunii de ieșire este, astfel, limitată. Creșterea vitezei maxime de variație s-ar putea realiza prin operarea



c)

Fig. 15.15 d). Schema simplificată a amplificatorului operațional LF411.



etajului de intrare la curenți de repaus mai mari și prin micșorarea capacității. Vom vedea mai târziu că, din considerente de stabilitate, această capacitate are valori de ordinul 3-30 pF,

Distorsiunile datorate vitezei maxime de variație pot apărea și în cazul unei excitații sinusoidale. Pentru o sinusoidă, viteza maximă de variație este atinsă la trecerea prin zero și este  $2\pi \cdot V_{\max} \cdot f = 2\pi \cdot V_{\max} / T$ , unde  $V_{\max}$  este amplitudinea sa,  $f$  este frecvența iar  $T$  perioada. După cum se vede în Fig.15.15 e), creșterea frecvenței determină mărirea vitezei de variație. În desenul f) sunt reprezentate tensiunile de intrare și ieșire la un repetor neinvertor cu AO, atacat cu semnal sinusoidal. Se vede clar că reacția negativă nu reușește să egaleze potențialele celor două intrări ale AO (identice în exemplu chiar cu tensiunile de intrare și, respectiv, ieșire).

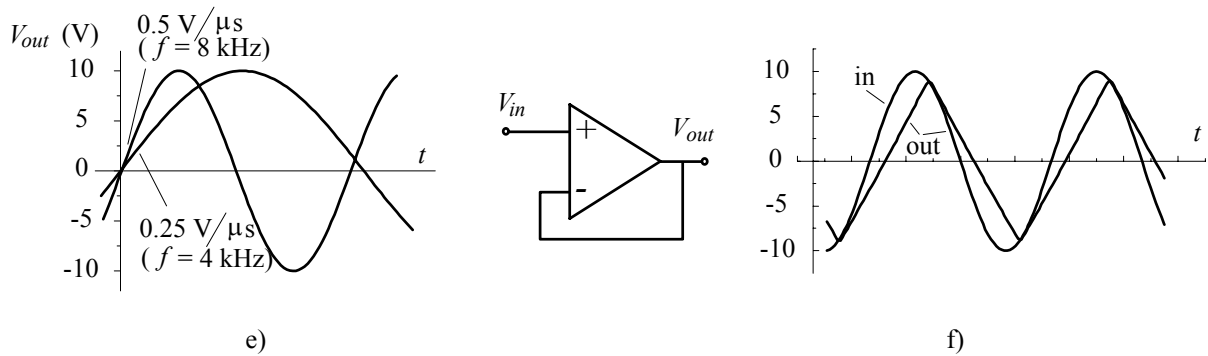


Fig. 15.15 e) și f). Viteza maximă de variație a unei sinusoidale (e) și punerea în evidență a vitezei maxime de creștere a tensiunii de ieșire pentru semnale sinusoidale (f).

Viteza maximă de variație a tensiunii de ieșire ( $SR$ ) este un parametru extrem de important pentru un amplificator operațional deoarece limitează utilizarea sa la semnale rapide cu amplitudini mari la ieșire. Popularul (dar depășitul) 741 are numai  $0.5V/\mu s$ , pentru 411 această viteză este de  $15 V/\mu s$ , AO de consum redus ajung doar la  $1 V/\mu s$ , în timp ce AO de viteză au o viteză de creștere de ordinul  $100 V/\mu s$ . Dacă nu dorim decât un repetor, putem alege LH0063C care își poate modifica tensiunea de ieșire cu  $6000 V/\mu s$  !

Cunoscând parametrul  $SR$ , putem calcula amplitudinea maximă a sinusoidale de la ieșire care nu este încă distorsionată de această neidealitate

$$V_m \leq \frac{SR}{2\pi f} \tag{15.14}$$

limitare care pentru frecvențe mari o înlocuiește pe cea dată de tensiunile de alimentare. De exemplu, pentru 411 avem o viteză de creștere de  $15 V/\mu s$  și, cu o tensiune de alimentare mai mare de  $10 V$ , frecvența maximă la care sinusoida cu amplitudinea de  $10 V$  este încă nedistorsionată este

$$f_{\max} = \frac{SR}{2\pi V_m} = 240 \text{ kHz.}$$

Dacă am utiliza un 741, cu numai  $0.5 V/\mu s$ , această frecvență ar fi avut valoarea de numai  $8 \text{ kHz}$  ! Peste această frecvență, pentru a nu avea distorsiuni, semnalul de la ieșire va trebui să aibă amplitudini mai mici, conform expresiei (15.14).

Menționăm încă o dată că această limitare a frecvenței **nu are legătură cu banda de trecere a circuitului** ci provine din depășirea domeniului în care AO se comportă liniar. Un semnal sinusoidal care este în afara benzii de trecere a unui circuit liniar este numai atenuat și defazat, pe cînd un semnal sinusoidal care încearcă să depășească viteza de maximă de creștere este distorsionat; prin micșorarea suficientă a amplitudinii, această distorsiune dispare.

### Amplificarea este finită

Amplificatorul operațional ideal are amplificarea infinită. Cele reale oferă valori finite ale amplificării care, **la curent continuu**, sunt în gama  $10^5 - 10^6$ ; vom vedea, în continuare, că amplificarea scade cu frecvența. Amplificarea AO fiind finită, egalitatea potențialelor celor două intrări (condiția de scurtcircuit virtual) nu mai este valabilă și trebuie înlocuită cu  $V_{out} = A_{op}(V_+ - V_-)$ .

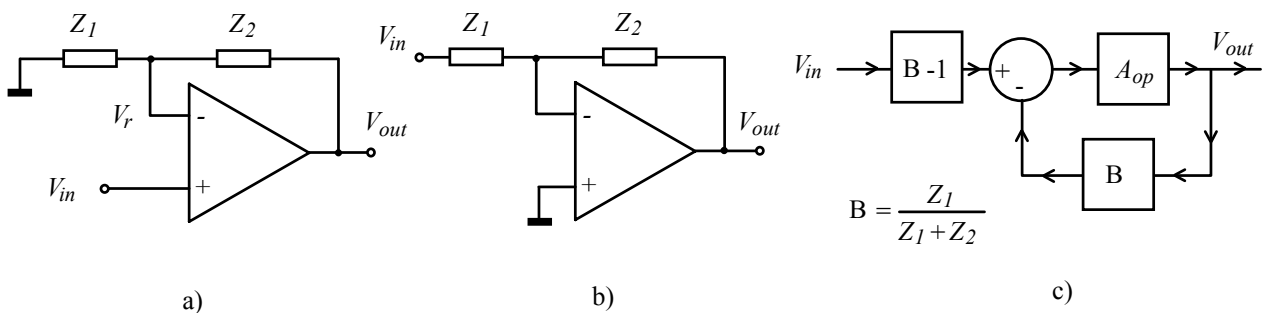


Fig.15.16. Configurația neinversoare (a), configurația inversoare (b) și schema operațională pentru configurația inversoare (c).

Pentru configurația neinversoare din Fig. 15.16 a), amplificatorul operațional amplifică cu  $A_{op}$  diferența între tensiunea de intrare și cea de reacție. Considerînd rețeaua de reacție alcătuită acum din două impedanțe și notînd cu  $B(\omega) = Z_1(\omega)/[Z_1(\omega) + Z_2(\omega)]$  amplificarea pe calea inversă (factorul de reacție) putem obține amplificarea cu reacție utilizînd formula generală de la reacția negativă,  $A_{op}$  fiind amplificarea pe calea directă

$$A(\omega) = -[1 - B(\omega)] \frac{A_{op}(\omega)}{1 + A_{op}(\omega)B(\omega)} = -\left(\frac{1}{B(\omega)} - 1\right) \frac{1}{\left(1 + \frac{1}{B(\omega)A_{op}(\omega)}\right)} \quad (15.15)$$

Observăm că dacă amplificarea pe buclă este puternic supraunitară,  $|B(\omega)A_{op}(\omega)| \gg 1$ , relația anterioară trece în cea dedusă în ipoteza unui amplificator operațional ideal

$$\boxed{A(\omega) \cong \frac{1}{B(\omega)} = 1 + \frac{Z_2(\omega)}{Z_1(\omega)}} \quad (15.16)$$

Eroarea relativă pentru această aproximație este de ordinul  $1/|B(\omega)A_{op}(\omega)|$ .

Pentru configurația inversoare (desenul b), situația este diferită, intrarea neinversoare fiind legată la masă. În acest caz, amplificatorul operațional amplifică cu  $-A_{op}$  potențialul intrării inversoare. Exprimând acest potențial cu teorema Milman, ajungem la relația

$$V_{out} = A_{op} \left( -\frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} V_{in} - \frac{Z_1}{Z_1 + Z_2} V_{out} \right) = -(1-B)V_{in} - BV_{out} \quad (15.17)$$

Termenul al doilea pune în evidență reacția negativă, amplificarea pe calea inversă fiind  $B = Z_1 / (Z_1 + Z_2)$ , **aceeași ca și în cazul configurației inversoare**. Deosebirea este că acum mărimea ce excită bucla de reacție nu mai este  $V_{in}$  ci  $-(1-B)V_{in}$ , sistemul avînd schema funcțională din desenul c). Astfel, amplificarea sa este

$$A(\omega) = -[1 - B(\omega)] \frac{A_{op}(\omega)}{1 + A_{op}(\omega)B(\omega)} = -\left( \frac{1}{B(\omega)} - 1 \right) \frac{1}{\left( 1 + \frac{1}{B(\omega)A_{op}(\omega)} \right)} \quad (15.18)$$

Primul factor reprezintă amplificarea pe care am dedus-o în ipoteza unui AO ideal

$$A(\omega) \cong -\left( \frac{1}{B(\omega)} - 1 \right) = -\frac{Z_2(\omega)}{Z_1(\omega)} \quad (15.19)$$

Cel de-al doilea factor este identic cu cel din expresia (15.15) care se referea la amplificatorul neinversor. Astfel, și în configurația inversoare facem aceeași eroare relativă cînd utilizăm relația simplă dedusă în ipoteza amplificării infinite a AO. Pentru amplificări pe buclă mult supraunitare, această eroare relativă este practic raportul dintre amplificarea cu reacție și cea a AO,  $A_{op}$ .

Cum amplificările cu reacție care sunt cerute de la un etaj cu AO nu sunt în general mai mari de  $10^3$ , aceste corecții sunt, la frecvențe joase, sub 1 %, mult mai mici decît variațiile datorate impreciziei valorilor impedanțelor din rețeaua de reacție. Odată cu creșterea frecvenței, amplificarea AO scade și abaterile amplificării etajului de la relațiile aproximative devin mai importante.

### Variația amplificării cu frecvența

Valoarea mare a amplificării, prezentată în paragraful precedent, este oferită de amplificatoarele operaționale **la curent continuu** (frecvență nulă). Vom nota această valoare cu

$$A_0 = A_{op}(\omega) \Big|_{\omega=0} \quad (15.20)$$

Să urmărim ce se întîmplă cu această amplificarea la modificarea frecvenței, în cazul unui amplificator operațional cum este 748 (Fig 15.17 a). Amplificarea mare a etajelor diferențiale de la intrare este obținută cu prețul unei impedanțe de ieșire (rezistive !) de valoare mare. Pe la o frecvență în domeniul 100 Hz - 10 kHz, această impedanță de ieșire începe să fie comparabilă cu reactanța capacității de intrare a etajului următor; acest filtru trece-jos produce, la frecvențe mai mari, căderea amplificării cu 1 decadă pe decadă (20 dB pe

decadă). Așa cum știm și cum observăm în desenul b), și faza semnalului este afectată: la frecvența de frîngere avem o întârziere de fază de 45 de grade iar mult peste această frecvență defazajul tinde la  $-90^\circ$ .

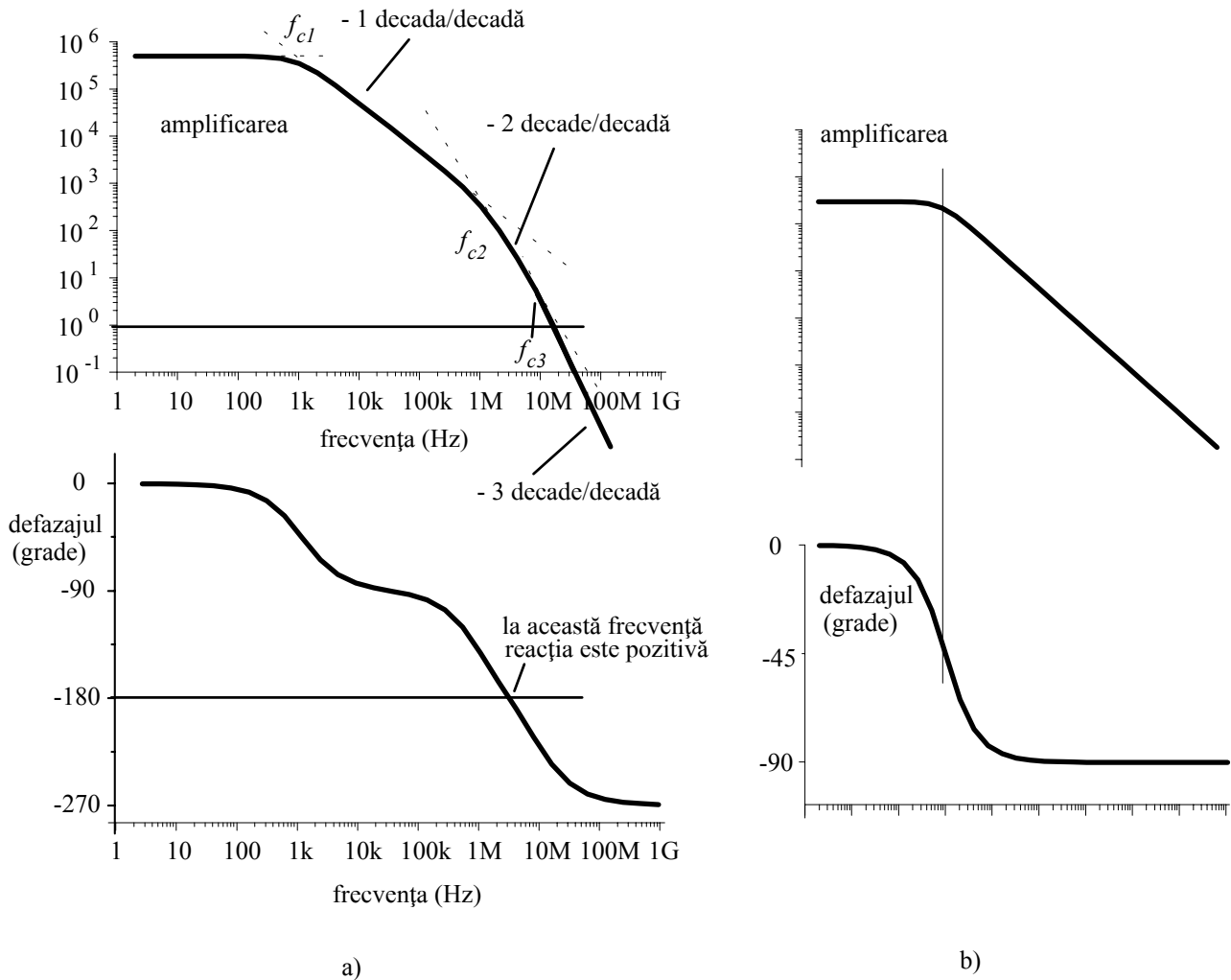


Fig. 15.17. Evoluția cu frecvența a amplificării și defazajului produs de un amplificator operațional necompensat (a) și contribuția la amplificare și defazaj a primului pol (b).

Cu creșterea frecvenței încep să atenueze și celelalte etaje, care au frecvențele de tăiere mai sus. Pe curba amplificării (desenul a) apar noi puncte de frîngere și panta devine - 2 decade pe decadă și apoi - 3 decade pe decadă. La defazajul produs de prima frecvență de tăiere se adaugă acum întârzierile produse de noile filtre trece jos și defazajul total arată ca în desen. Pe undeva între  $f_{c2}$  și  $f_{c3}$  defazajul total ajunge la  $-180^\circ$ , adică semnalul suferă, din cauza acestor efecte, o inversare de fază. La această frecvență, deși circuitul a fost construit pentru reacție negativă, reacția ajunge să fie **pozitivă**. Așa cum am văzut la capitolul despre reacție, dacă aici amplificarea pe buclă nu este subunitară, circuitul este instabil, începînd să oscileze.

Dar, pentru configurația neînversoare cu rezistoare în rețeaua de reacție, amplificarea pe buclă este

$$A_{OL}(\omega) = A_{op}(\omega) \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} = A_{op}(\omega) \cdot B; \quad (15.21)$$

factorul de reacție  $B$  are valoarea maximă, egală cu unitatea, pentru  $R_2 = 0$  (repeorul neînversor). Astfel

dintre circuitele cu rețea de reacție **rezistivă** construite în jurul unui amplificator operațional, cel mai predispus la instabilitate este **repetorul neinversor**.

În cazul repetorului (cel mai dezavantajos în privința stabilității), amplificarea pe buclă este chiar amplificarea AO  $A_{OL}(\omega) = A_{op}(\omega)$ . Pentru amplificatorul operațional 748, aceasta coboară sub valoarea unitară mult după ce reacția a devenit pozitivă: repetorul oscilează. Un astfel de amplificator operațional se numește **necompensat în frecvență**. Pentru a obține un circuit stabil, factorul de reacție trebuie scăzut considerabil; în acest mod, amplificarea cu reacție crește. Cu alte cuvinte

cu un amplificator operațional necompensat putem realiza circuite stabile numai avînd amplificarea cu reacție peste o anumită valoare.

Ce putem face pentru a realiza circuite stabile și cu amplificări mai mici, inclusiv repetoare ? Trebuie să aranjăm ca  $|A_{op}(\omega)|$  să coboare la valoarea unitară înainte ca defazajul total să ajungă la  $-180^\circ$ . Asemenea amplificatoare operaționale, sunt denumite **compensate total**.

Dacă amplificatorul operațional este compensat total, circuitul realizat cu rezistoare în rețeaua de reacție negativă este stabil pentru orice valori ale rezistentelor, inclusiv pentru repetorul neinversor.

Dacă amplificatorul operațional este compensat total, la frecvența unde amplificarea devine unitară, întârzierea de fază este mai mică decît  $180^\circ$ . Situația se poate observa în Fig. 15.18 a) pentru OP27: amplificarea este unitară (cîștigul este 0 dB) la frecvența de 8 MHz, unde întârzierea de fază este de numai  $110^\circ$ . Este asigurată astfel o rezervă de fază (phase margin) de  $70^\circ$ .

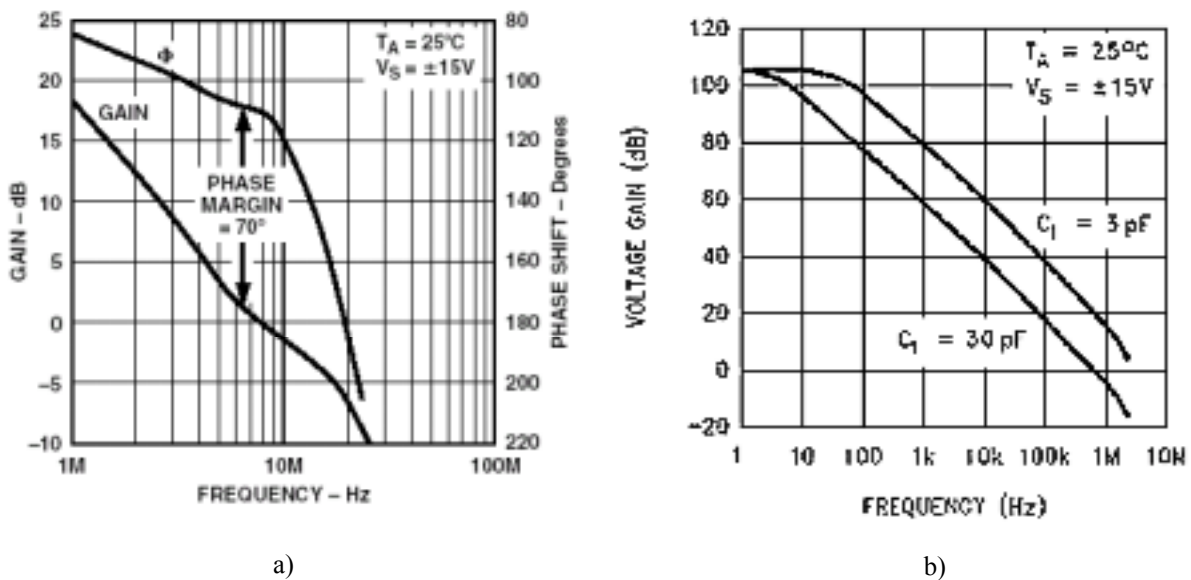


Fig. 15.18 a) și b). Asigurarea stabilității la OP27 (desenul a) și efectul capacității de compensare (3 pF și 30 pF) asupra amplificării în buclă deschisă la  $\mu\text{A}748$  (desenul b)

Cea mai utilizată metodă de compensare este deplasarea spre frecvențe mici a primei frecvențe de frîngere; contribuția ei la defazajul toatal rămîne practic aceeași ( $-90^\circ$ ) dar amplificarea începe să coboare de la frevențe mai mici. Acest tip de compensare este numită **cu pol dominant**. Coborîrea acestei frecvențe de tăiere se face prin conectarea unui condensator **de compensare** între intrarea și ieșirea etajului care producea prima frîngere a amplificării. Prin efect Miller, această capacitate este văzută de la intrarea etajului ca fiind

multiplă cu amplificarea etajului. Valoarea necesară pentru capacitate este astfel mai mică (30 pF pentru compensare totală la 748). Efectul acestei capacități, pentru 748, poate fi observat în Fig. 15.18 b).

Un alt avantaj al compensării prin efect Miller este acela că, după frîngerea de la frecvența polului dominant, diagrama amplificării devine insensibilă la împrăștierea tehnologică a valorii  $A_0$  de la curent continuu. așa cum se poate observa în Fig. 15.18 c) pentru 741 (sau 748 compensat cu 30 pF). Parametrul esențial devine acum frecvența  $f_u$  la care amplificarea ajunge la valoarea unitară, numită frecvența unitară (lărgime de bandă la amplificare unitară). Pentru 741 ea are valoarea de 1 MHz iar pentru AO mai rapide (LM318) ajunge la 15-20 MHz.

Cunoscînd acest parametru, putem calcula imediat frecvența de tăiere (banda de trecere) a unui amplificator care are amplificare cu reacție  $A_r$ ,

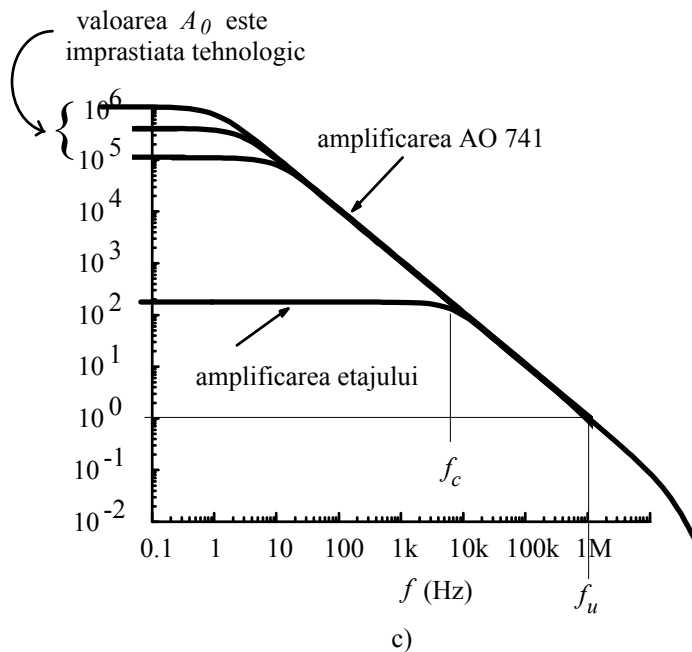


Fig. 15.18 c). Diagrama amplificării pentru trei exemplare din tipul  $\mu A741$ ; pe desen a fost trasată și diagrama amplificării cu reacție a unui etaj proiectat să aibă amplificarea 200.

$$f_c = \frac{f_u}{A_r}$$

(15.22)

deoarece în această regiune amplificarea  $|A_{op}(\omega)|$  merge invers proporțional cu frecvența.

Compensarea de frecvență poate fi lăsată la îndemna utilizatorului, prin furnizarea a doua borne unde trebuie conectat condensatorul; astfel sunt construite AO necompensate ca 709, 301, 108, 748. La alte tipuri, cum sunt 741, OP27, etc., condensatorul de compensare a fost realizat intern.

*Acest mic amănunt, și anume că proiectantul nu mai trebuia să conecteze extern un condensator, a făcut ca 741 să se impună în competiția cu 301 (care avea performanțe mai bune !) și să rămână pentru mult timp standard industrial. Utilizatorul nu-l putea face mai rapid dar nici nu mai trebuia să monteze un condensator suplimentar. Cum în cele mai multe aplicații nu era nevoie nici de compensarea decalajului de tensiune, singurele componente externe necesare erau cele din rețeaua de reacție.*

Obținerea stabilității prin compensarea de frecvență se face plătind un anumit preț. Să presupunem că dorim să realizăm cu 741, care este compensat total, un amplificator cu  $A_r = 1000$ ; banda sa de trecere va fi de numai  $1 \text{ MHz}/1000 = 1 \text{ kHz}$  (cazul B din Fig. 15.19). Dacă am fi ales un 748, varianta necompensată a lui 741, caracteristica de frecvență  $|A_{op}(f)|$  ar fi arătat altfel, nemaicoborînd atît de rapid. Astfel, banda de

trecere obținută ar fi fost mult mai mare (cazul A din figură). La 741, în efortul de a face circuitul stabil pentru cazul dificil al repetorului, se sacrifică lărgimea de bandă pentru aplicațiile cu amplificarea mai mare.

Dacă acest sacrificiu nu poate fi acceptat, soluția constă în utilizarea unui AO necompensat intern și compensarea sa adecvată scopului concret. De multe ori, e preferabil să alegem un AO compensat intern parțial (**undercompensated** în limba engleză, de exemplu unul care este stabil pentru  $A_r > 5$ ).

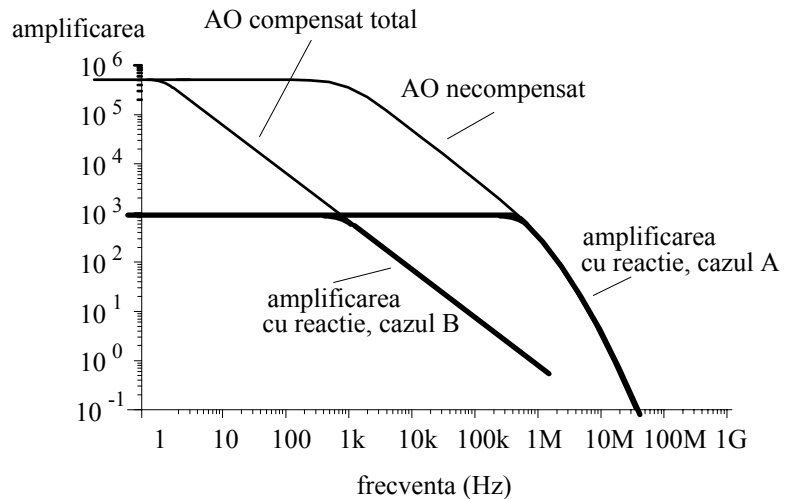


Fig. 15.19. Benzile de trecere a unui amplificator cu amplificarea 1000, construit cu AO necompensat (cazul A) și cu AO compensat total (cazul B).

### D. Aplicații ale amplificatoarelor operaționale

#### Amplificator cuplat în curent continuu

De multe ori, în laborator trebuie amplificate semnale de frecvență zero sau de frecvențe joase, amplificarea trebuind modificată în cursul experimentului. În plus, peste semnalul amplificat este necesară adunarea unei componente continue (offset) pentru a-l aduce în intervalul de variație dorit (de exemplu, datorită intrării unui convertor analog digital care nu acceptă decât tensiuni pozitive). Pentru a nu mări nejustificat nivelul de zgomot, este convenabil să îngustăm banda de trecere atât cât să fie suficientă pentru prelucrarea semnalului util.

Amplificatorul din Fig. 15.20 este un amplificaor de uz general care răspunde tuturor acestor cerințe. În blocurile lui funcționale puteți recunoaște cele două circuite de bază, inversor și neinversor. Primul amplificator operațional (AO<sub>1</sub>) este cuplat într-o configurație neinversoare pentru a oferi o impedanță mare de intrare. Mărima acestei impedanțe este stabilită la 10 MΩ de valoarea rezistenței de polarizare  $R_1$ ; cum amplificatorul operațional 411 are JFET la intrare, curentul de polarizare este de numai 25 pA și eroarea la ieșire este sub 0.3 mV. Rezistența  $R_2$ , împreună cu cele trei diode, limitează potențialul intrării neinversoare, astfel ca acesta să nu depășească  $+V_A + 0.6$  V și să nu coboare sub  $-V_A$ . Amplificarea poate fi modificată în secvența 1; 3.16; 10; 31.6; 100 (adică între 0 și 40 dB, din 10 în 10) cu ajutorul unui comutator,  $S_3$ , ce modifică rezistența legată între intrarea inversoare și masă. Pe fiecare din aceste game, micșorarea rezistenței reglabile  $R_6$  produce diminuarea graduală a amplificării.

Amplificatorul operațional AO<sub>2</sub> este utilizat într-o structură de sumator inversor, permițând adunarea unei componente continue peste semnalul util amplificat. Cele trei rezistențe  $R_{11}$ ,  $R_{12}$  și  $R_{13}$  sunt egale, astfel încât la ieșire se obține chiar suma, cu semn schimbat, a tensiunilor de intrare. Deoarece la ieșire dorim să legăm și un voltmetru cu ac indicator iar cablul poate avea impedanța mică, este preferabilă intercalarea unui buffer de putere LT1010; pentru ca performanțele sale să nu afecteze precizia, informația de reacție este prelevată **după ieșirea acestui repetor**, acesta fiind introdus astfel, pe calea directă, în bucla de reacție a lui AO<sub>2</sub>. Banda de trecere a acestui circuit sumator poate fi modificată prin modificarea capacității conectate în paralel pe rezistența de reacție  $R_{12}$  deoarece frecvența de tăiere este  $f_c = 1/(2\pi R_{12}C)$ .

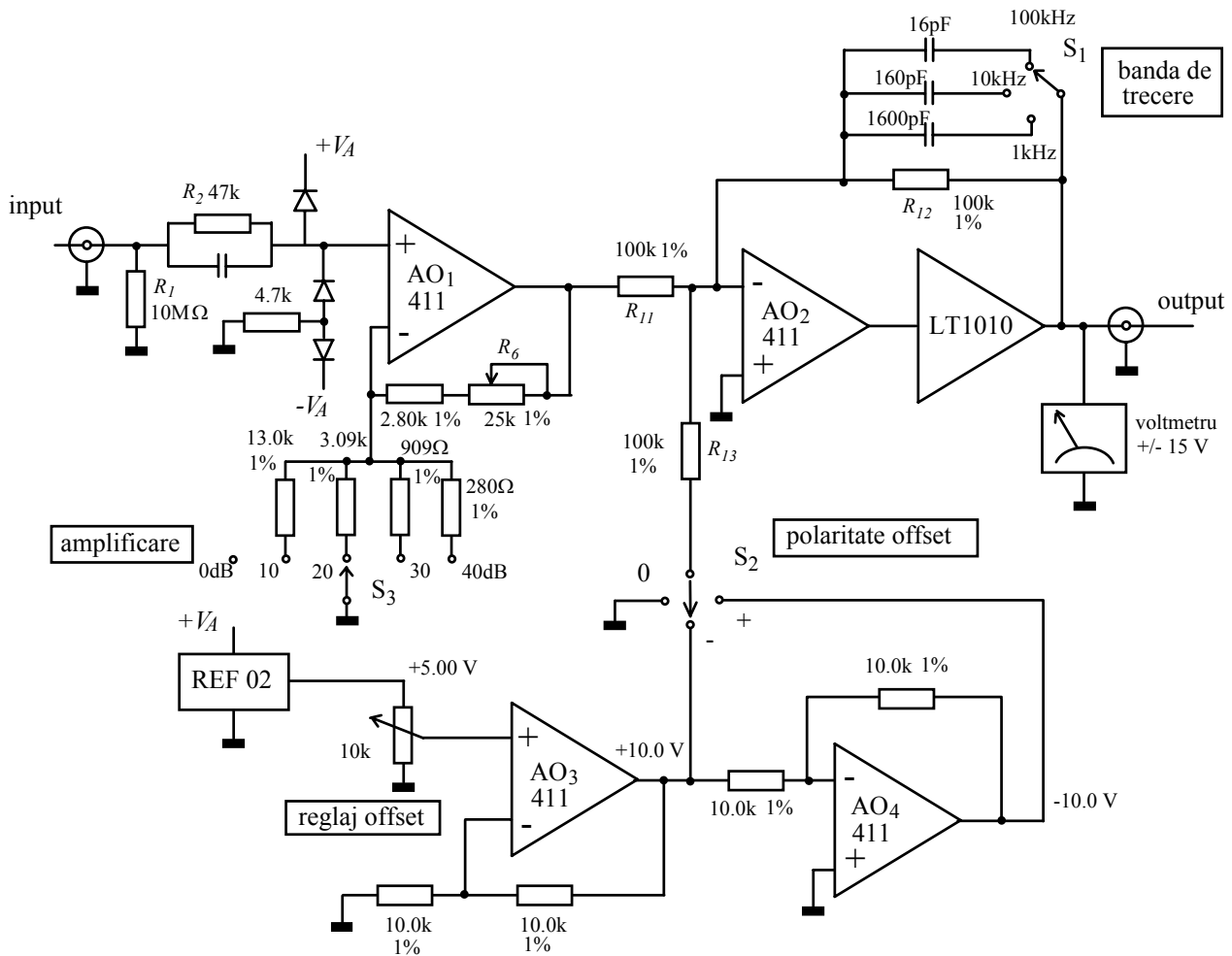


Fig. 15.20. Amplificator de curent continuu, cu decalaj reglabil la ieșire, pentru laborator.

Tensiunea continuă reglabilă utilizată pentru decalarea semnalului de ieșire este obținută cu potențiometrul  $R_{14}$  care divizează tensiunea de +5 V dată de o **referință de tensiune** REF 02, de mare stabilitate. Tensiunea este apoi amplificată cu un factor de 2 de către AO<sub>3</sub>, fiind acum disponibilă sub o impedanță de ieșire extrem de coborâtă. O versiune a ei, dar cu polaritate inversă, este produsă de circuitul inversor realizat în jurul lui AO<sub>4</sub>. Comutatorul S<sub>2</sub> permite alegerea unui decalaj nul, pozitiv sau negativ.

Pentru ca decalajul la ieșire să fie numai cel produs intenționat și controlat cu potențiometrul  $R_{14}$ , este necesară compensarea decalajului fiecăruia dintre amplificatoarele operaționale AO<sub>1</sub> - AO<sub>4</sub>, conform schemei indicate în foaia de catalog. Pentru a nu complica desenul, aceste potențiometre nu au mai fost desenate pe schema din Fig. 15.20.

### Amplificatorul operațional în sisteme de control automat

Cînd am discutat schema operațională a unui sistem cu reacție negativă (Fig. 15.21 a) am văzut că avem nevoie de un bloc care să efectueze **diferența** între mărimea de intrare și mărimea de reacție. În plus, am arătat că ceea ce trebuie să facă blocul de pe calea directă este să aibă amplificarea  $H_d$  cît mai mare, pentru a avea de unde sacrifica prin introducerea reacției negative. Din aceste considerente, amplificatorul



operațional este exact ceea ce căutam: are intrare diferențială (tensiunea de ieșire  $V_{out}$  este proporțională cu diferența între potențialele intrărilor  $V_+ - V_-$ ) și are o amplificare extrem de mare. Îl vom găsi, deci, în majoritatea sistemelor analogice de control automat.

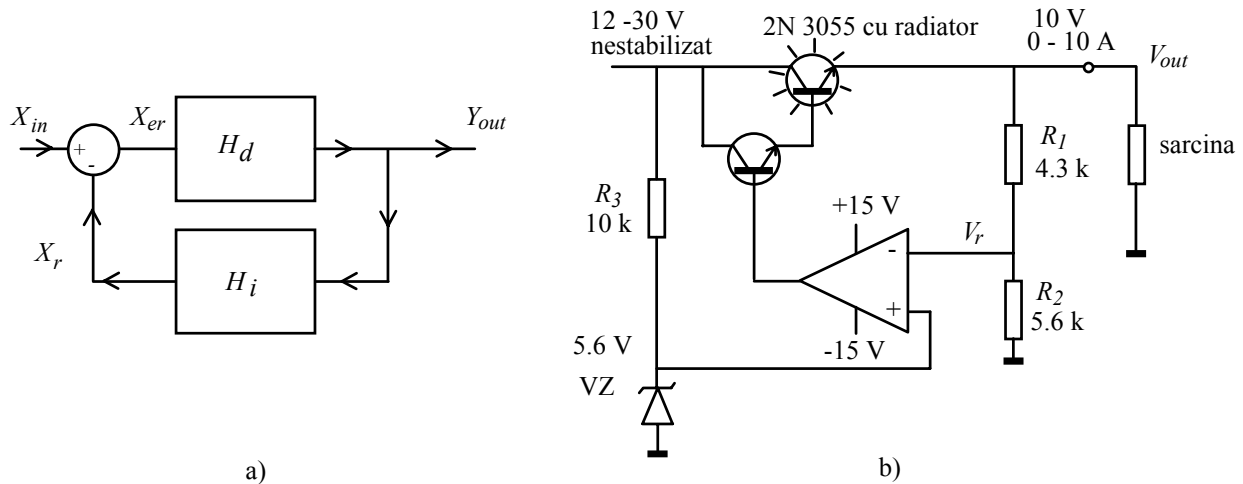


Fig. 15.21 a) și b). Schema bloc a unui sistem de control automat (a) și schema electronică a unui stabilizator de tensiune cu amplificator operațional (b).

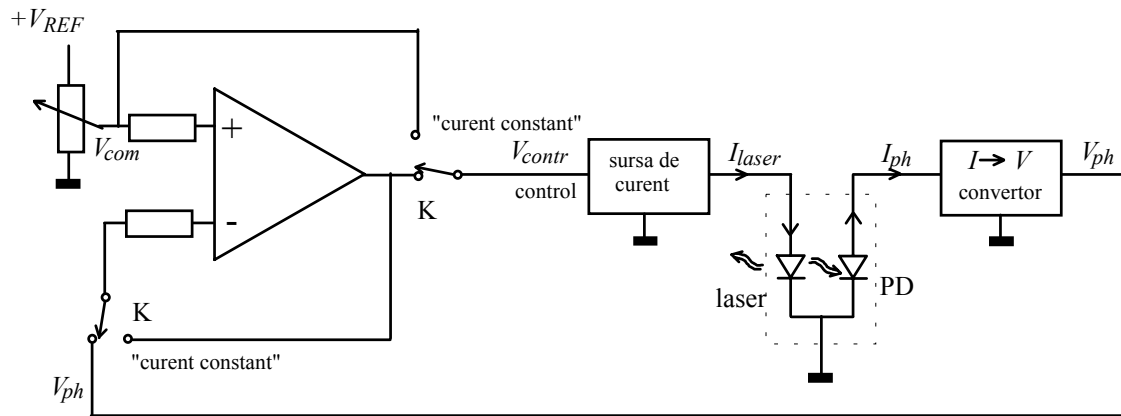
În configurațiile de bază, inversoare și neinversoare, am închis bucla de reacție **local** în jurul amplificatorului operațional, tensiunea de reacție fiind obținută cu un divizor cu dispozitive pasive (rezistoare și, eventual, condensatoare) direct de la ieșirea amplificatorului operațional. De foarte multe ori însă, reacția este globală, incluzînd chiar și componente care nu sunt electronice. În aceste sisteme, amplificatorul operațional efectuează diferența între mărimea de intrare și mărimea de reacție, asigurînd, în același timp, a amplificare mare pe calea directă. Cum banda de trecere a AO se întinde pînă la frecvența zero (curent continuu), putem realiza sisteme cu reacție negativă care să controleze valoarea staționară a unei mărimi fizice oarecare (**servosisteme**).

Un exemplu particular de astfel de sistem este **stabilizatorul de tensiune** din Fig. 15.21 b). Tensiunea de reacție  $V_r$  este produsă de divizorul rezistiv format din  $R_1$  și  $R_2$ ; cum valoarea curentului de intrare în AO este neglijabilă, divizorul funcționează în gol și  $V_r = V_{out} \frac{R_2}{R_1 + R_2}$ . Ieșirea amplificatorului operațional

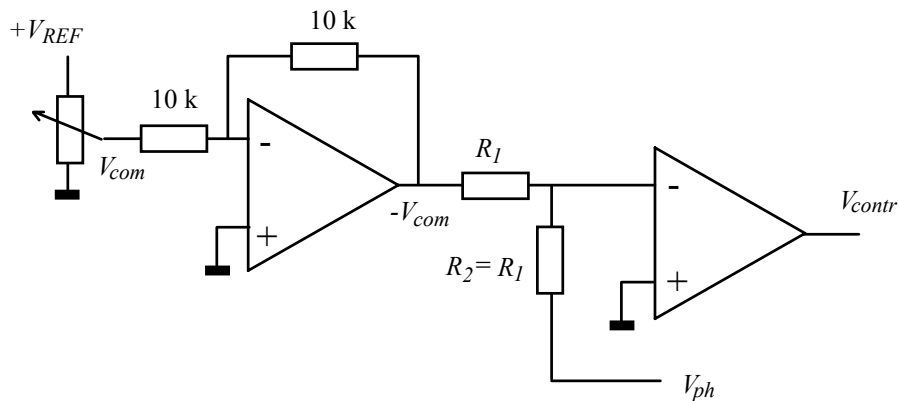
controlează repetorul pe emitor construit cu dubletul de tranzistoare  $T_1$  și  $T_2$ . Deoarece amplificarea pe buclă este foarte mare, tensiunea de reacție este practic egală cu tensiunea de 5.6 V produsă de dioda stabilizatoare VZ. Astfel, sistemul menține o tensiune de ieșire

$$V_{out} = 5.6 \text{ V} \cdot \left(1 + R_1/R_2\right).$$

În realitate, ieșirea AO trebuie să urce la  $V_{out} + 1.2 \text{ V} \cong 11 \text{ V}$  și, pentru aceasta, între intrările AO va trebui să existe o tensiune de eroare în jur de cîteva zeci de  $\mu\text{V}$ ; pentru un amplificator operațional ca 741, aceasta este însă mult mai mică decît imprecizia datorată decalajului de tensiune (de ordinul milivolților). Adevăratul inconvenient este că potentialul ieșirii AO este prea aproape de tensiunea de alimentare dar el poate fi eliminat prin modificarea structurii dubletului realizat cu cele două tranzistoare.



c)



d)

Fig. 15.21 c) și d). Schema bloc a unui sistem ce controlează intensitatea luminii emise de o diodă laser (a) și o altă variantă de realizare a circuitului de comparare (b).

În exemplul anterior mărimea controlată era una electrică (tensiunea) dar, în general, ea poate fi și de altă natură. Astfel, sistemul din Fig. 15.21 c) controlează intensitatea luminii emise de o diodă laser. Aceasta este alimentată cu o sursă de curent controlată de tensiunea  $V_{contr}$ , intensitatea luminii depinzând de curentul  $I_{laser}$ . În aceeași capsulă cu dioda laser se găsește o fotodiodă, PD, care primește o mică parte din lumina emisă și generează un curent  $I_{ph}$  proporțional cu intensitatea acesteia. Informația de curent este convertită într-una de tensiune,  $V_{ph}$ , care este **mărimea de reacție**. Amplificatorul operațional AO efectuează comparația între această mărime de reacție (proporțională cu intensitatea luminii emise) și o tensiune de comandă  $V_{com}$ ; cum amplificarea pe bucla de reacție negativă este foarte mare, sistemul menține practic egalitatea  $V_{com} = V_{ph}$ , intensitatea luminii emise fiind astfel proporțională cu tensiunea de comandă. Aceasta poate fi menținută constantă sau poate fi modificată după o anumită dependență impusă. Când nu se dorește controlarea intensității luminii, funcționarea sistemului poate fi trecută în modul "curent constant" prin schimbarea poziției comutatorului K (cu două secțiuni) astfel încât sursa de curent să fie controlată de o tensiune constantă reglabilă.

*Observație: A doua secțiune a comutatorului K preîntâmpină intrarea în saturație a amplificatorului operațional în timpul funcționării pe modul "curent constant", prin asigurarea unei reacții negative locale.*

Modul în care funcționează circuitul de comparație din Fig. 15.21 c) este ușor de înțeles dar puțin utilizat, deoarece ambele intrări ale AO se găsesc la potențiale ridicate (tensiune de mod comun de valoare mare). Mult mai întâlnită este varianta din desenul d) unde amplificatorul AO2 compară curenții ce curg către intrarea sa inversoare și aranjează lucrurile astfel încât suma lor să fie nulă. Pe lângă faptul că ambele AO au tensiunea de mod comun nulă, schema prezintă și un alt avantaj: posibilitatea comodă de modificare a sensibilității controlului, prin schimbarea uneia dintre valorile  $R_1$  sau  $R_2$ .

**Sursă de curent cu amplificator operațional**

Dacă informația prelevată de la ieșire este **intensitatea curentului prin sarcină**, reacția negativă conduce la realizarea unei surse de curent, ca în Fig. 15.22. Deoarece curentul de poartă al tranzistorului  $T_1$  (cu efect de cîmp) este practic nul iar curentul de intrare în AO este foarte mic (mai ales dacă utilizăm un AO cu FET la intrare, cum este 411), întregul curent care străbate sarcina trece prin rezistorul  $R_E$ . Cum amplificarea pe buclă este foarte mare, circuitul realizează în orice moment egalitatea  $I_{out} R_E = V_{REF}$ , permițînd controlul sursei de curent prin tensiunea  $V_{REF}$ .

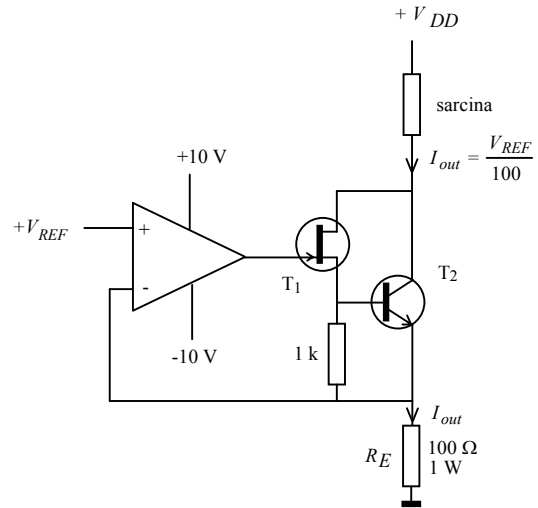
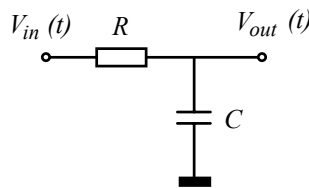


Fig. 15.22. Sursă de curent cu amplificator operațional.

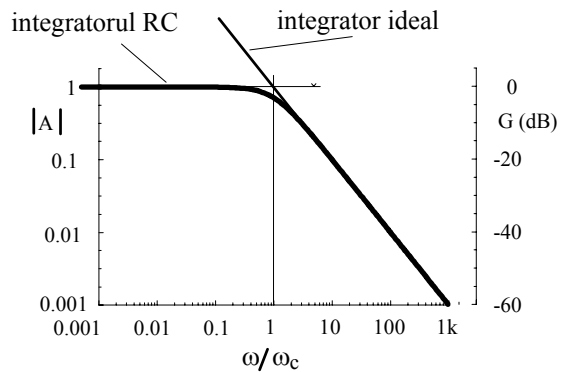
Asemenea circuite sunt folosite pentru alimentarea **diodelor laser** utilizate în spectroscopia de mare rezoluție. Deoarece lungimea de undă emisă depinde de curentul de alimentare a diodei, acest curent trebuie controlat cu mare precizie. Dacă valoarea cerută pentru intensitate nu este prea mare (în jur de 1 mA), se poate renunța la tranzistorul bipolar. O altă soluție este înlocuirea dubletului cu un tranzistor MOS de putere. Cu un astfel de tranzistor, care funcționează și la tensiuni de peste 1000 V, se poate construi, de exemplu, o sursă de curent pentru operarea unei descărcări în gaz la curent constant sau în regim de curent modulat.

**Integratorul**

Am văzut la Cap. 9 că dacă, în circuitul RC din Fig. 15.23 a), tensiunea de ieșire este mult mai mică decât cea de intrare, atunci tensiunea de ieșire este aproximativ proporțională cu **integrala** tensiunii de intrare (dacă la momentul inițial condensatorul este descărcat)



a)



b)

Fig. 15.23. Integratorul RC: schema electronică (a) și amplificarea sa în funcție de frecvență (b).

$$V_{out}(t) \cong \frac{1}{RC} \int_0^t V_{in}(t') dt'. \tag{15.23}$$

Această funcționare se bazează pe faptul că, tensiunea  $V_{out}(t)$  fiind neglijabilă, curentul prin rezistor este practic proporțional cu  $V_{in}(t)$ ; acest curent provoacă încărcarea condensatorului a cărui tensiune este proporțională cu sarcina electrică, deci cu integrala curentului.

Așa cum se vede din diagrama amplificării (desenul b), condiția ca funcționarea circuitului să se apropie de aceea a unui integrator ideal este ca tensiunea de intrare să conțină doar componente Fourier cu frecvențe mult mai mari decât  $f_c = \omega_c / (2\pi) = 1 / (2\pi \cdot RC)$ . Dacă alegem  $R = 100 \text{ k}\Omega$  și  $C = 1 \text{ }\mu\text{F}$ , această frecvență limită este de 1.6 Hz; datorită cerințelor legate de impedanța de ieșire și limitărilor condensatoarelor reale, ea nu poate fi coborâtă prea mult.

Să privim acum la circuitul cu amplificator operațional din Fig. 15.24 a). Dacă amplificatorul operațional este ideal, el menține la zero potențialul intrării inversoare, astfel încât curentul prin rezistorul  $R$  este strict proporțional cu tensiunea de intrare; acest curent curge în totalitate spre condensatorul  $C$  încărcându-l. Deoarece armătura din stânga este la potențial zero, tensiunea de ieșire este

$$V_{out}(t) = -\frac{1}{RC} \int_0^t V_{in}(t') dt'; \quad (15.24)$$

am obținut un integrator perfect.

Din păcate, amplificarea AO nu este infinită și depinde de frecvență. Din acest motiv, amplificarea reală a integratorului se abate la frecvențe mici de la comportarea de integrator ideal, fiind limitată de valoarea de  $A_0 = 10^5 \div 10^7$  a lui  $A_{op}$  de la frecvența zero.

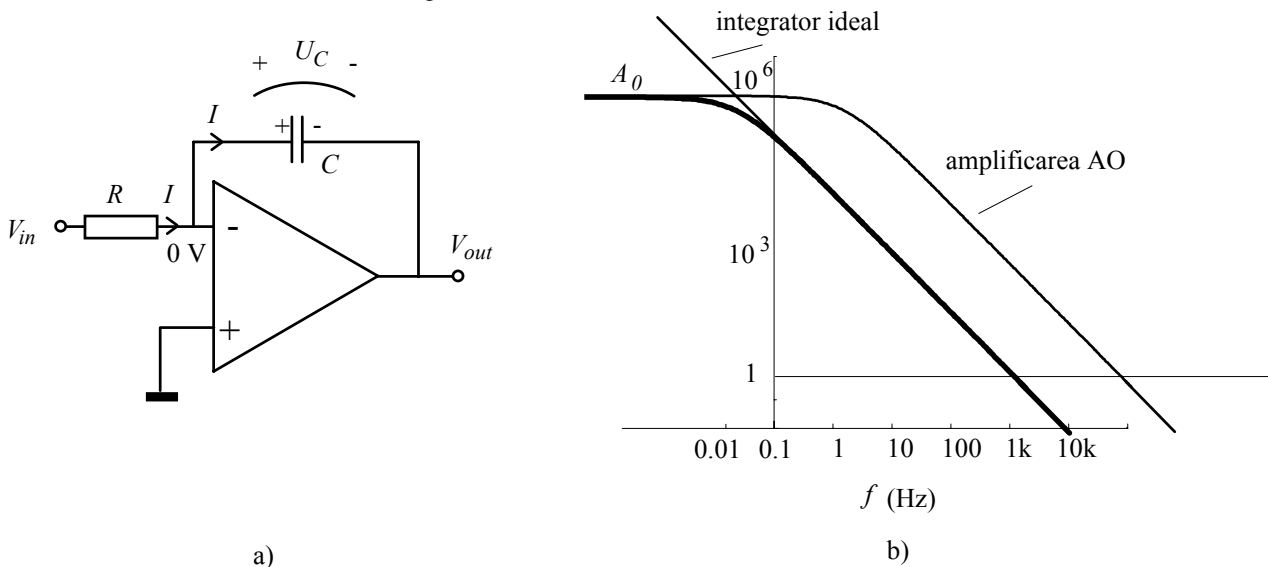


Fig. 15.24. Integratorul inversor cu AO: schema electronică (a) și amplificarea sa în funcție de frecvență (b).

Cu toate acestea, integratorul cu AO este mult mai bun decât cel pasiv. Utilizând aceleași componente RC, integratorul cu amplificator operațional are frecvența de frîngere (limita de funcționare) de  $A_0$  ori mai coborâtă. Folosind valorile numerice date anterior, la integratorul pasiv RC aceasta era de 1.6 Hz, cu integratorul cu amplificator operațional putem coborî pînă la 1.6  $\mu\text{Hz}$ ; aceasta înseamnă o perioadă de peste 7 zile !

În realitate nu stăm chiar așa de bine pentru că am uitat celelalte neidealități ale AO: tensiunea de decalaj și curenții de polarizare. Dacă ținem seama de acestea, ajungem la expresia tensiunii de ieșire

$$V_{out}(t) = -\frac{1}{RC} \int_0^t V_{in}(t') dt' + \frac{1}{RC} \int_0^t V_{OS} dt' + \frac{1}{C} \int_0^t I_{B-} dt' + V_{OS}; \quad (15.25)$$

tensiunea de decalaj la intrare,  $V_{OS}$ , apare la ieșire, dar ceea ce este mai supărător, ea este integrată de acest circuit (termenul al doilea al sumei) conducând la o componentă a tensiunii de ieșire ce crește liniar în timp ducând până la urmă amplificatorul operațional în saturație. Un efect de același tip produce și curentul de polarizare al intrării inversoare, care curge aproape în totalitate prin condensator, încărcându-l. Acest lucru este exemplificat în Fig. 15.25: peste compoenta (presupusă sinusoidală) datorată semnalului de intrare se adună componenta liniar variabilă (desenată cu linie punctată) produsă de tensiunea de decalaj și curentul de polarizare.

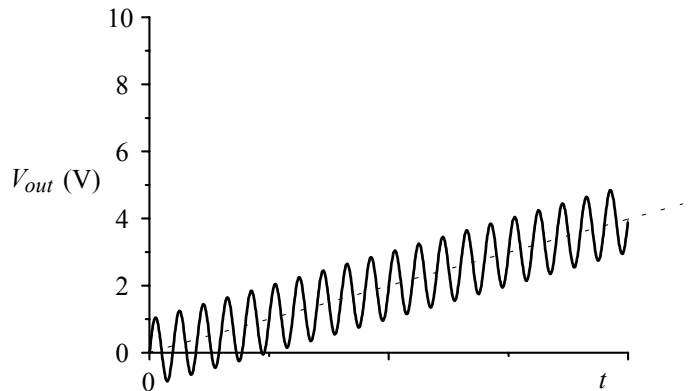


Fig. 15. 25 . Existența decalajului de tensiune și a curenților de polarizare ai AO determină deriva liniară în timp a tensiunii de ieșire.

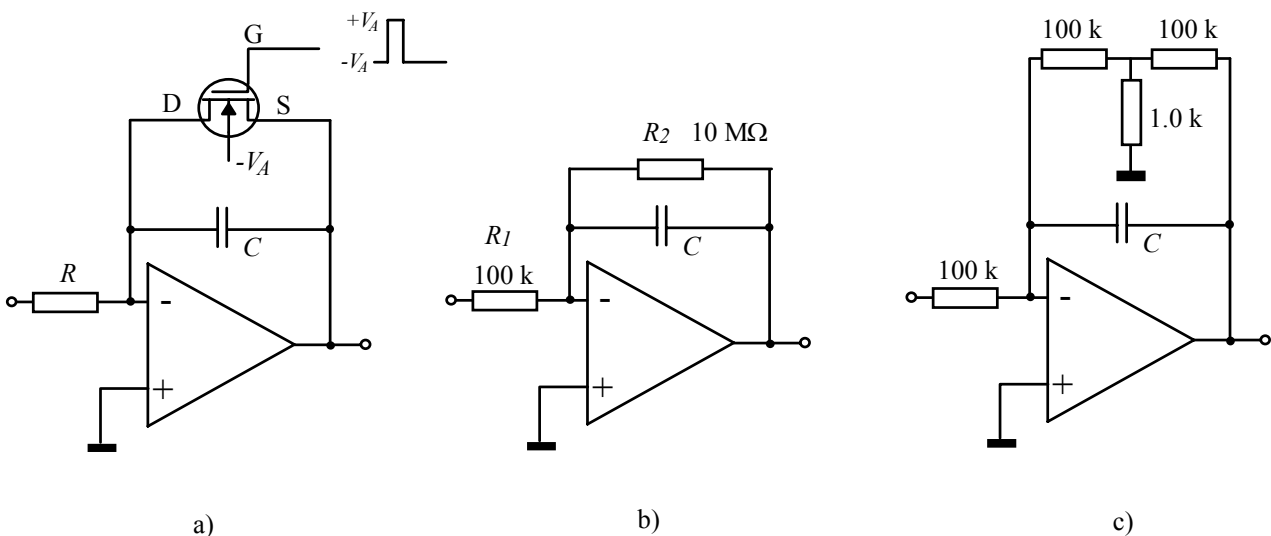


Fig. 15.26. Circuit pentru resetarea integratorului (a), limitarea amplificării la curent continuu (b) și utilizarea unei rețele de reacție în T (c).

Din acest motiv, în multe aplicații condensatorul de integrare este descărcat periodic și **integratorul este resetat** (Fig. 15.26 a). Cu un AO cu JFET la intrare, care are un curent de polarizare de 25 pA, ajustând cu grijă compensarea decalajului de tensiune astfel încât să coboare la 0.2 mV, putem ajunge la un drift al tensiunii de ieșire de numai 3 mV în 1000 de secunde.

Dacă efectul acestor neidealități este prea mare sau nu se dorește resetarea și compensarea decalajului de tensiune, soluția este montarea unei rezistențe de reacție de valoare mare, ca în desenul b). Efectul ei este micșorarea amplificării cu reacție la frecvența zero (curent continuu), care este acum, în modul,  $R_2/R_1$ . Din această cauză, frecvența de frîngere a amplificării cu reacție crește și integratorul se îndepărtează de cel ideal. O valoare  $R_2/R_1 = 100 \div 1000$  ține în limite acceptabile efectul neidealităților, asigurînd o frecvență de frîngere suficient de joasă. Dificultatea utilizării unei rezistențe de reacție de valoare nepractic de mare poate fi depășită prin utilizarea unui montaj în T, ca în desenul c). În acest caz, rețeaua de reacție se comportă ca o rezistență de reacție de  $10 \text{ M}\Omega$ .

În Fig. 15.27 este reprezentată o aplicație a unui astfel de integrator: măsurarea cîmpului magnetic. La extragerea bobinei dintre polii unui magnet, fluxul magnetic variază de la valoarea  $\Phi = B \cdot n \cdot S$  (unde  $B$  este inducția cîmpului magnetic,  $n$  este numărul de spire iar  $S$  este aria secțiunii bobinei) la o valoare practic nulă. La orice moment, tensiunea electromotoare indusă este egală (în modul) cu derivata fluxului  $|E(t)| = |d\Phi/dt|$ ; dacă această tensiune este aplicată unui integrator inițial resetat, tensiunea sa de ieșire finală este

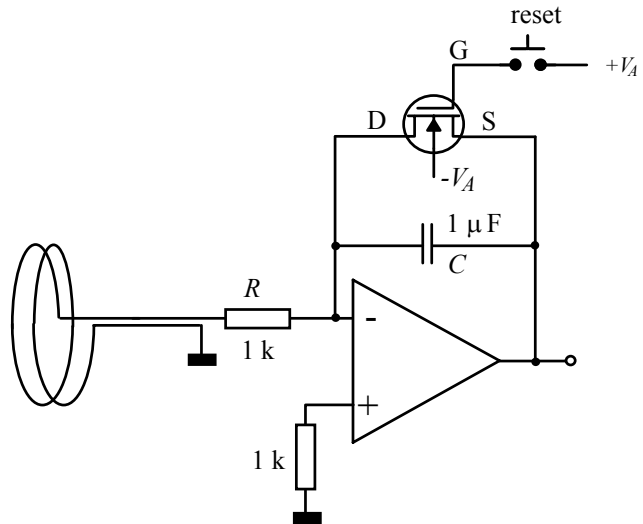


Fig. 15.27. Utilizarea unui integrator la măsurarea cîmpului magnetic.

$$|V_{out}| = \frac{|\Phi|}{RC} \quad (15.26)$$

indiferent de modul și viteza de extracție a bobinei. Cunoscînd caracteristicile bobinei, se poate determina intensitatea cîmpului magnetic.

Pe schemă nu au fost desenate circuitul de compensare al decalajului și alimentarea AO. Înainte de fiecare măsurătoare, integratorul trebuie resetat prin aducerea porții tranzistorului MOSFET, pentru scurt timp, la potențialul alimentării pozitive. Efectul curenților de polarizare a fost în mare parte eliminat prin montarea rezistorului la intrarea neînversoare a amplificatorului operațional. Cu toate acestea, tensiunea de ieșire va prezenta o derivă liniară în timp, așa cum am arătat în Fig. 15.25. Din această cauză, extragerea bobinei trebuie făcută într-un timp suficient de scurt pentru ca această derivă să nu afecteze semnificativ rezultatul măsurătorii. Pentru a micșora efectele perturbatoare, firele ce leagă bobina de integrator trebuie torsadate (răsucite între ele).

### Derivatorul

Am văzut în Capitolul 9 că putem realiza, cu circuite RC, atât o funcție de integrator cât și una de derivator. Deși nu oferă performanțe mult mai bune decît varianta pasivă, **derivatorul cu amplificator operațional** din Fig. 15.28 a) merită studiat deoarece scoate în evidență un efect cu care vă puteți întîlni și în alte aplicații: amortizarea insuficientă, mergînd pînă la apariția oscilațiilor.

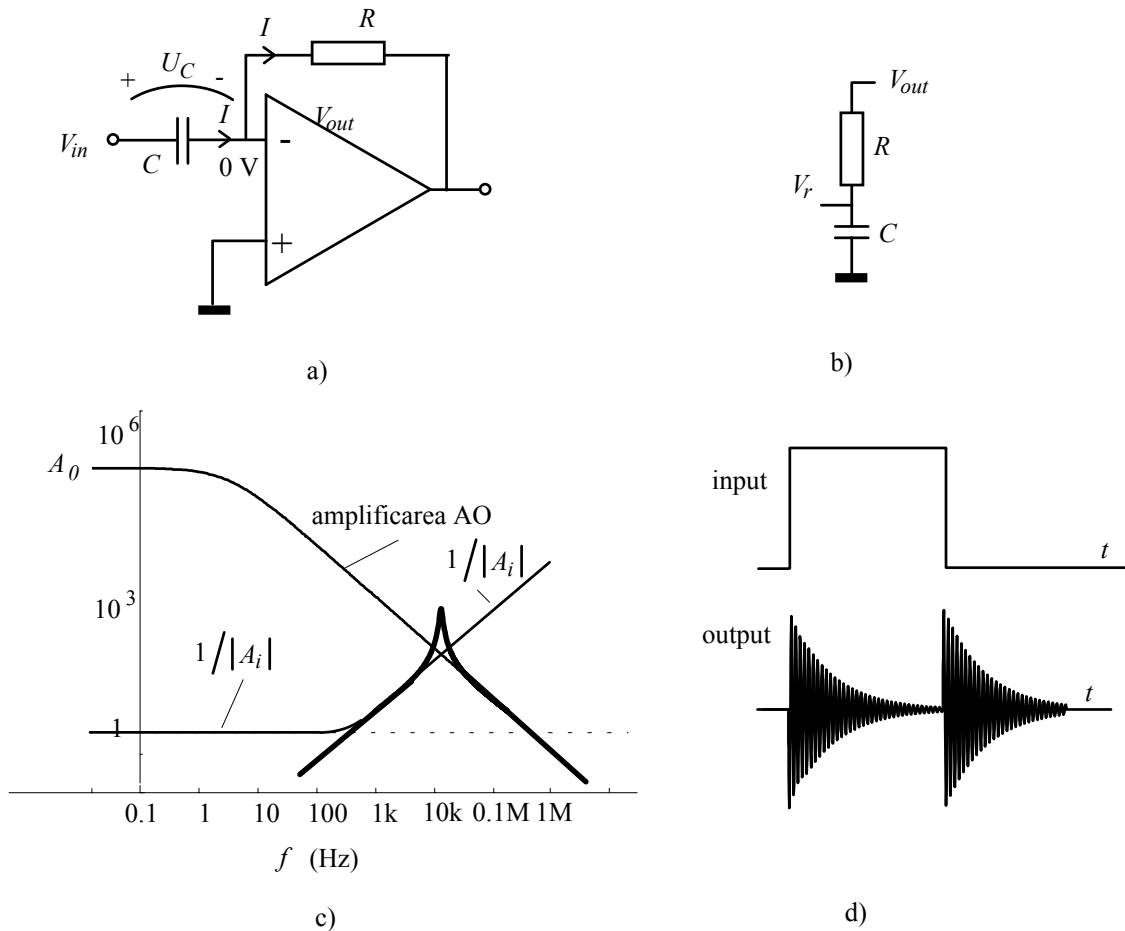


Fig. 15.28. Circuit de derivare: schema electronică (a), blocul de pe calea inversă (b), diagrama amplificărilor (c) și răspunsul circuitului la un semnal dreptunghiular (d).

Să considerăm, mai întâi, amplificatorul operațional ca fiind ideal. Potențialul intrării neinversoare este ținut la nivelul zero, astfel încât tensiunea pe condensator este chiar tensiunea de intrare  $V_{in}$ . Pe de altă parte, știm că intensitatea curentului prin condensator este la orice moment proporțională cu viteza de variație a tensiunii pe condensator  $I(t) = C dV_{in}/dt$ . Acest curent este forțat de către AO să curgă în totalitate prin rezistența  $R$ , astfel încât tensiunea de ieșire este

$$V_{out}(t) = -RC \frac{dV_{in}}{dt} = -T_d \frac{dV_{in}}{dt} \tag{15.27}$$

constanta  $T_d = RC$  fiind **constanta de timp de derivare**.

Să luăm acum în considerația evoluția cu frecvența a amplificării AO. Am văzut că dacă amplificatorul operațional este compensat total în frecvență circuitul este stabil pentru orice rețea de reacție rezistivă. Dar rețeaua de reacție a derivatorului **nu este rezistivă**. Este circuitul stabil? Pentru a răspunde la întrebare trebuie să desenăm pe același grafic diagrama amplificării AO fără reacție și diagrama inversului amplificării pe calea inversă  $1/|H_i(f)|$ . Tensiunea de reacție se obține din cea de intrare prin divizorul format din rezistor și condensator, reprezentat în desenul b). Ca urmare, amplificarea complexă a blocului de pe calea inversă este

$$H_i(f) = \frac{Z_C}{Z_C + R} = \frac{1}{1 + 2\pi jfRC} \quad (15.28)$$

fiind o funcție de tip trece-jos. La frecvențe mari, condensatorul scurtcircuitază la masă semnalul de reacție și factorul de reacție scade cu 1 decadă pe decadă. În consecință,  $1/|H_i(f)|$  este unitară la frecvențe mici și crește la frecvențe mari cu o decadă pe decadă, frecvența de frîngere a diagramei fiind  $1/(2\pi RC)$ , așa cum se vede în desenul c).

Cum diagrama amplificării AO compensat total coboară cu 1 decadă pe decadă, trebuind să ajungă la valoarea unitară la  $f_u$ , diferența de pantă la punctul de intercepție este de două decade pe decadă. Din acest motiv, stabilitatea circuitului **nu este sigură**. Prezența unui alt punct de frîngere pe diagrama amplificării AO, apropiat de punctul de intercepție, poate să furnizeze restul de defazaj pînă la  $-180^\circ$  și derivatorul să devină un nedorit oscilator. Chiar dacă acest lucru nu se întîmplă, răspunsul circuitului la semnale ce variază rapid prezintă oscilații foarte slab amortizate, ca în desenul d), oscilații care îl fac inutilizabil.

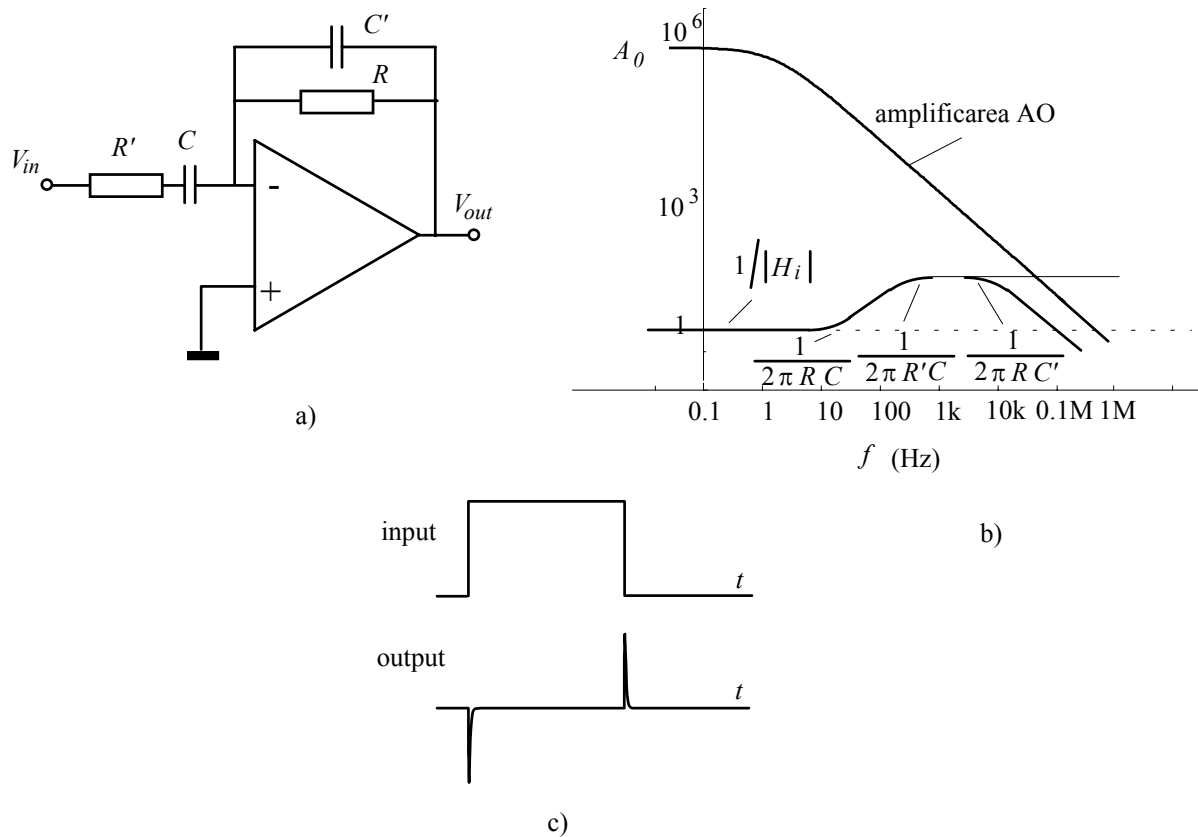


Fig. 15.29. Circuit de derivare amortizat: schema circuitului (a), diagrama amplificărilor (b) și răspunsul la un puls dreptunghiular (c).

Pentru a face circuitul stabil, **coborîrea lui  $|H_i(f)|$  la frecvențe înalte trebuie oprită**. Acest lucru poate fi realizat, mai întîi, prin introducerea unui rezistor  $R' \ll R$  în serie cu condensatorul (Fig. 15.29 a). În acest fel, diagrama  $1/|H_i(f)|$  se plafonează la valoarea  $1 + R/R'$  și diferența de pantă la punctul de intercepție ar ajunge numai la 1 decadă pe decadă, așa cum se vede în desenul b). Efectul este un răspuns amortizat, așa cum se poate observa în desenul c). Pentru a obține o rezervă de fază și mai mare (sau pentru respingerea zgomotului de la frecvențe mari), se poate conecta suplimentar un condensator  $C'$ , de valoare mică,



în paralel cu rezistența de reacție  $R$ . Astfel, începînd de pe la frecvența  $1/(2\pi RC')$ , diagrama  $1/|H_i(f)|$  începe să coboare cu 1 decadă pe decadă.

Toate aceste măsuri, luate pentru creșterea stabilității, îndepărtează și mai mult comportarea circuitului de aceea a unui derivator ideal. Știm că pentru configurația inversoare amplificarea cu reacție este  $-\frac{Z_2}{Z_1+Z_2} \cdot \frac{A_d}{1+A_d A_i} \cong -\frac{Z_2}{Z_1+Z_2} \cdot \frac{1}{A_i} = -(1-A_i) \cdot \frac{1}{A_i}$ . La frecvențele la care  $|A_{op}| \gg 1/|A_i|$ , amplificarea cu reacție este practic egală cu  $1/|A_i|$  iar acolo unde  $|A_{op}| \ll 1/|A_i|$  amplificarea cu reacție este practic egală cu  $|A_{op}|$ . Evoluția ei este desenată cu linie groasă pentru cazul din desenul din Fig. 15.28 c). Se vede că în loc să crească continuu cu decadă pe decadă, așa cum s-ar comporta în cazul unui derivator ideal, amplificarea circuitului nostru începe să coboare datorită scăderii amplificatorului operațional. Rezonanța care apare la frecvența de interceptie este efectul slabei amortizări a circuitului. După ce am modificat circuitul ca în desenul 15.29 a), îmbunătățindu-i stabilitatea, amplificarea sa părăsește diagrama derivatorului ideal la o frecvența mai mică decît frecvența de interceptie și anume la  $1/(2\pi R' C)$ .

### Convertoare curent-tensiune pentru fotodetectori<sup>1,2</sup>

Pentru detectarea și măsurarea unor fluxuri luminoase de valori extrem de mici, dispozitivul utilizat este **fotomultiplicatorul (PMT - prescurtat în limba engleză)**. Fotonul care lovește fotocatodul ejectează un electron ce este, apoi, multiplicat cu un factor ce ajunge pînă la un milion. Pulsul de curent creat permite detectarea **individuală** a proceselor de emisie fotoelectrică (un procent de pînă la 25 % din fotonii incidenți reușesc să emită un electron și să fie puși, astfel, în evidență). Acest regim de funcționare este numit **photon counting**. Dacă fluxul de lumină are intensități mai mari, viteza de numărare devine prea mare și se preferă măsurarea **curentului macroscopic**. Sensibilitatea PMT ajunge la 1 A pe  $\mu W$ , deși aceste dispozitive nu pot fi operate decît pînă la curenți de ordinul a 1 mA. Limita practică pînă la care se pot număra individual fotonii (1 milion pe secundă) corespunde unei puteri luminoase incidente de ordinul a  $2 \cdot 10^{-12}$  W. Fotomultiplicatoarele sunt operate în general la curenții de ordinul microamperilor și pot detecta intensități luminoase prea mici pentru a putea fi observate cu ochiul liber. Ele sunt, însă, scumpe, masive, fragile și necesită surse de alimentare stabilizate de tensiune mare.

Pentru niveluri de iluminare mai mari, senzorul preferat este **fotodioda (PD - prescurtare în limba engleză)**. Sensibilitatea fotodiodelor ajunge pe la  $1 \mu A$  pe  $\mu W$ , de un milion de ori mai redusă decît a PMT. Un flux de 1000 de fotoni pe secundă, vizibil cu ochiul liber, nu produce printr-o fotodiodă PIN decît un curent de  $4 \cdot 10^{-16}$  A, complet nedetectabil datorită zgomotului și curenților de scurgeri. Deși curentul produs pentru  $1 \mu W$  putere incidentă este mult mai mare în cazul **fototranzistoarelor**, pragul lor de detecție nu este mai coborît deoarece limita ultimă este dictată de curentul de întuneric, care este amplificat de către fototranzistor de același număr de ori ca și curentul fotoelectric. La niveluri rezonabile ale fluxului luminos, senzorii utilizați sunt, deci, fotodiodele.

Caracteristica statică a unui asemenea dispozitiv este cea din Fig. 15.30 a) : iluminarea provoacă un curent suplimentar,  $I_{ph}$ , proporțional cu iluminarea, curent care deplasează în jos caracteristica statică. Putem modela, astfel, fotodioda ca în desenul b), printr-o diodă semiconductoare în paralel cu o sursă de curent care produce curentul  $I_{ph}$ . Dacă fotodioda este operată în gol (rezistența de sarcină de valoare foarte mare), punctul de funcționare se deplasează pe dreapta A (desenul c). Circuitul echivalent ne permite calculul tensiunii: curentul  $I_{ph}$  curge practic în totalitate prin diodă iar, conform ecuației acesteia,

1 "Photodiode monitoring with Op Amps", Burr-Brown Application Bulletin, AB-075

2 "Graeme, Jerald "Photodiode amplifiers -Op Amp Solutions", McGraw-Hill, 1995, ISBN 0-07-024247- X

$$I_{ph} = I_D = I_s e^{\frac{V_g}{V_T}} \Rightarrow V_g = V_T \ln \left( \frac{I_{ph}}{I_s} \right). \quad (15.29)$$

Obținem că

tensiunea în gol depinde logaritmically de iluminare.

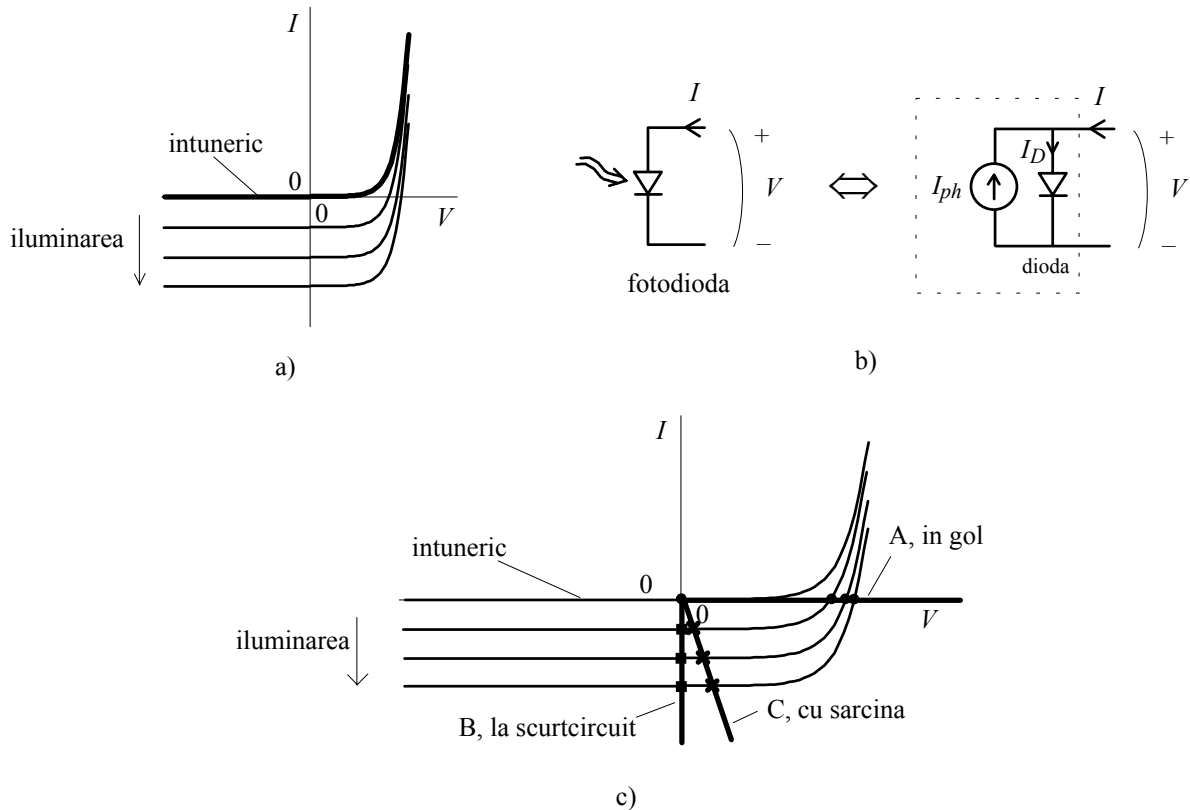


Fig.15.30. Caracteristica statică curent-tensiune a unei fotodiode (a), circuitul echivalent (b) și diverse moduri de a opera fotodioda (c).

Dacă, din contra, fotodioda este operată la **scurtcircuit** (dreapta de sarcină B), întregul curent fotoelectric  $I_{ph}$  curge în exterior: informația obținută (curentul) fiind proporțională cu iluminarea. Partea proastă este că utilizând un scurtcircuit adevărat această informație nu poate fi utilizată. Cu un microampermetru cu rezistență mică, evoluția punctului de funcționare se face pe dreapta de sarcină C; și dependența curentului măsurat nu mai este proporțională cu iluminarea.

Cele două operații contradictorii, menținerea fotodiodei în regim de scurtcircuit și măsurarea curentului, se pot realiza cu un amplificator operațional, prin utilizarea configurației din Fig. 15.31 a). Pentru ca tensiunea de ieșire să fie pozitivă, am legat fotodioda cu anodul la masă. Datorită amplificării pe buclă care are o valoare foarte mare, AO menține intrarea inversoare la potențialul masei, asigurând regimul de scurtcircuit pentru fotodiodă. Deoarece curentul de intrare al AO ideal este nul, întregul curent  $I_{ph}$  curge prin rezistența de reacție, producând o tensiune de ieșire

$$V_{out} = R_f \cdot I_{ph} \tag{15.30}$$

Circuitul este un convertor curent-tensiune, avînd **impedanță de intrare nulă**.

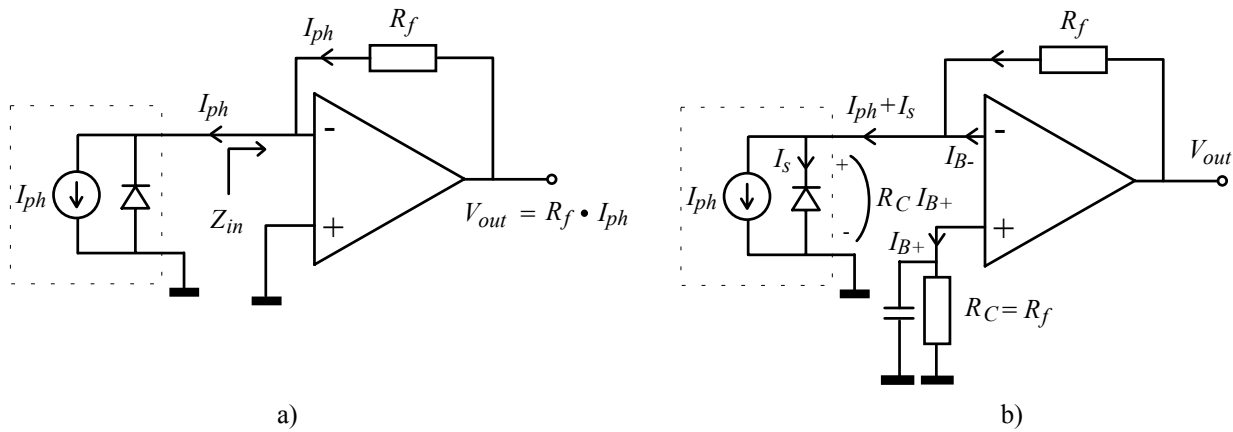


Fig. 15.31. Convertor curent-tensiune utilizat pentru procesarea informației oferite de fotodiodă (a) și metoda pentru micșorarea efectelor curenților de polarizare ai AO (b).

Dar curentul fotoelectric nu este singurul curent care circulă prin rezistența de reacție  $R_f$ , amplificatorul operațional real are un curent de polarizare la intrare,  $I_{B-}$ , care nu este nul. Cum dorim un factor de conversie curent-tensiune (transimpedanță) de valoare mare, rezistența  $R_f$  are și ea valori mari, peste 1 M $\Omega$ . Astfel, curentul de polarizare al AO produce o tensiune de eroare la ieșire care, în plus, **depinde de temperatură**. Acest efect poate fi micșorat de 5-10 ori prin tehnica descrisă la discutarea curenților de polarizare, și anume, intercalarea unui rezistor  $R_C$  la intrarea neinversoare, ca în desenul b). Așa cum am arătat acolo, efectul nu poate fi complet eliminat deoarece între valorile celor doi curenți  $I_{B+}$  și  $I_{B-}$  există o neîmperechere  $I_{OS}$ ; eroarea de tensiune de la ieșire coboară astfel numai la  $I_{OS}R_f$ .

Intercalarea rezistorului  $R_C$  produce două inconveniente. În primul rînd, el produce un zgomot de tensiune important, deoarece puterea zgomotului termic este proporțională cu valoarea rezistorului. Acest neajuns se elimină imediat, prin scurtcircuitarea rezistorului cu un condensator; soluția este posibilă deoarece prezența unei rezistențe este necesară numai la frecvența zero (curent continuu), întrucît curentul de polarizare este un curent continuu.

În al doilea rînd, prezența rezistorului face ca potențialul comun al celor două intrări să nu mai fie zero ci  $I_{B+}R_C$  și această tensiune apare la capetele fotodiodei. Dacă nu am ținut seama de sensurile reale ale curenților de polarizare  $I_{B+}$  și  $I_{B-}$  și am montat fotodiodea în sensul neadekvat, aceasta va fi **direct polarizată** și curentul de conducție directă va masca complet curentul fotoelectric. Alegînd corect sensul de montare al fotodiodei, prin diodă va circula curentul invers; cum rezistența  $R_C$  are valoare mare, tensiunea  $I_{B+}R_C$  este peste 0.1V și curentul invers este practic curentul invers de saturație  $I_S$ .

Pentru fotodiode cu arie mare, acest curent poate fi mai mare decît curenții de polarizare ai amplificatoarelor cu FET la intrare; în această situație, intercalarea rezistorului  $R_C$  mărește tensiunea de eroare de la ieșire în loc să o micșoreze.

Înainte de a decide intercalarea rezistorului  $R_C$  se impune, deci, a analiză a condițiilor particulare ale aplicației respective.

O altă metodă de micșorare a efectului curentului  $I_{B-}$  este **micșorarea rezistenței echivalente prin care circulă**, simultan cu menținerea unui factor de conversie curent-tensiune mare. Acest truc îl realizează modificarea rețelei de reacție, ca în Fig. 15.32 a). Rețeaua în T (sau Y cum ați întâlnit-o prin alte texte) poate fi echivalată cu una în triunghi, așa cum se vede în desenul b).

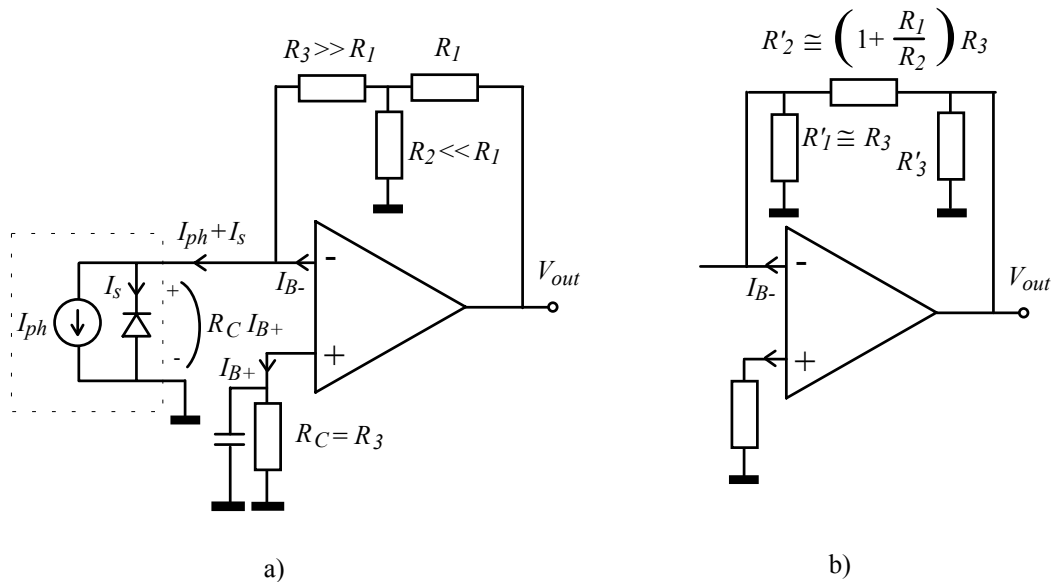


Fig. 15.32. Utilizarea unei rețele de reacție în T (a) și echivalarea rețelei cu una în triunghi (b).

Să considerăm, pentru moment, că rezistența  $R_C$  este nulă și potențialul comun al intrărilor este nul. Astfel, rezistorul  $R'_1$  are capetele la același potențial și nu produce nici un efect. Pe de altă parte, singurul efect al lui  $R'_3$ , conectat între ieșire și masă, este să crească intensitatea curentului de ieșire al AO (acesta are impedanța de ieșire nulă). Rămîne în scenă numai rezistorul  $R'_2$  care este **rezistența echivalentă de reacție**, rezistența ce dictează factorul de conversie curent-tensiune. Cum

$$R'_2 \cong \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) R_3 \quad (15.31)$$

și  $R_1 \gg R_2$ , rezultă că

utilizînd rețeaua de reacție în T, putem obține rezistențe echivalente de reacție de valoare mare cu rezistoare de valoare mică.

De exemplu, cu  $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$ ,  $R_2 = 1 \text{ k}\Omega$  și  $R_3 = 100 \text{ k}\Omega$ , obținem o rezistență de reacție echivalentă de  $1.1 \text{ M}\Omega$ .

Pe de altă parte însă, rezistența de intrare a rețelei, văzută dinspre intrarea inversoare a AO este egală practic cu  $R_3$ , deoarece  $R_1$  o șuntează nesemnificativ pe  $R_2$  iar aceasta din urmă, la legarea în serie cu  $R_3$  aduce o contribuție neglijabilă. În concluzie, curentul de polarizare circulă la masă printr-o rezistență echivalentă egală practic cu  $R_3$ , mult mai mică decît rezistența echivalentă de reacție. În exemplul numeric de mai sus, deși factorul de transfer curent-tensiune este de  $1.1 \text{ M}\Omega$ , eroarea produsă de curentul de polarizare e numai  $I_{B-} \cdot 100 \text{ k}\Omega$ .

S-ar părea că putem crește raportul  $R_1/R_2$  atât de mult încât să realizăm rețeaua cu rezistențe suficient de mici pentru a anula efectele curenților de polarizare. De fapt, amplificatorul operațional real prezintă și un decalaj de tensiune la intrare,  $V_{OS}$ . Cu un singur rezistor legat ca rețea de reacție (Fig. 15.31 a), această tensiune apare la ieșire neamplificată. Introducerea unei rețele de reacție în T face ca această tensiune de decalaj să fie amplificată de către AO de  $1 + R_1/R_2$  ori. Astfel, dacă mărim exagerat raportul  $R_1/R_2$  diminuăm mult efectul curenților de polarizare dar devine deranjant efectul tensiunii de decalaj. Alegerea optimă a raportului trebuie făcută ținând seama de performanțele amplificatorului operațional utilizat.

În afara sensibilității, un alt parametru esențial al sistemului de monitorizarea a intensității luminoase este **viteza de răspuns**; sistemul care convertește informația primară (iluminarea) în tensiune electrică are o comportare de filtru trece jos, caracterizat prin **banda sa de trecere**. Să presupunem că operăm fotodioda pe o sarcină rezistivă, ca în Fig. 15.33 a), eventual cu un repetor de tensiune pentru a izola efectele sarcinii  $R_S$ . Fotodioda are însă o **capacitate de barieră**  $C_D$ ; din acest motiv o parte din curentul fotoelectric este pierdut pentru modificarea sarcinii înmagazinată de capacitate. Această parte este cu atât mai mare cu cât frecvența crește. Cu alte cuvinte, la frecvențe mari capacitatea scurtcircuitează rezistența  $R_L$  și scade tensiunea de ieșire. Aceasta ajunge să fie  $1/\sqrt{2}$  din valoarea de la frecvența nulă la frecvența  $f_c = 1/(2\pi R_L C_D)$ . Mărirea benzii de trecere se poate face prin micșorarea rezistenței  $R_L$ , manevră care micșorează însă și tensiunea de ieșire.

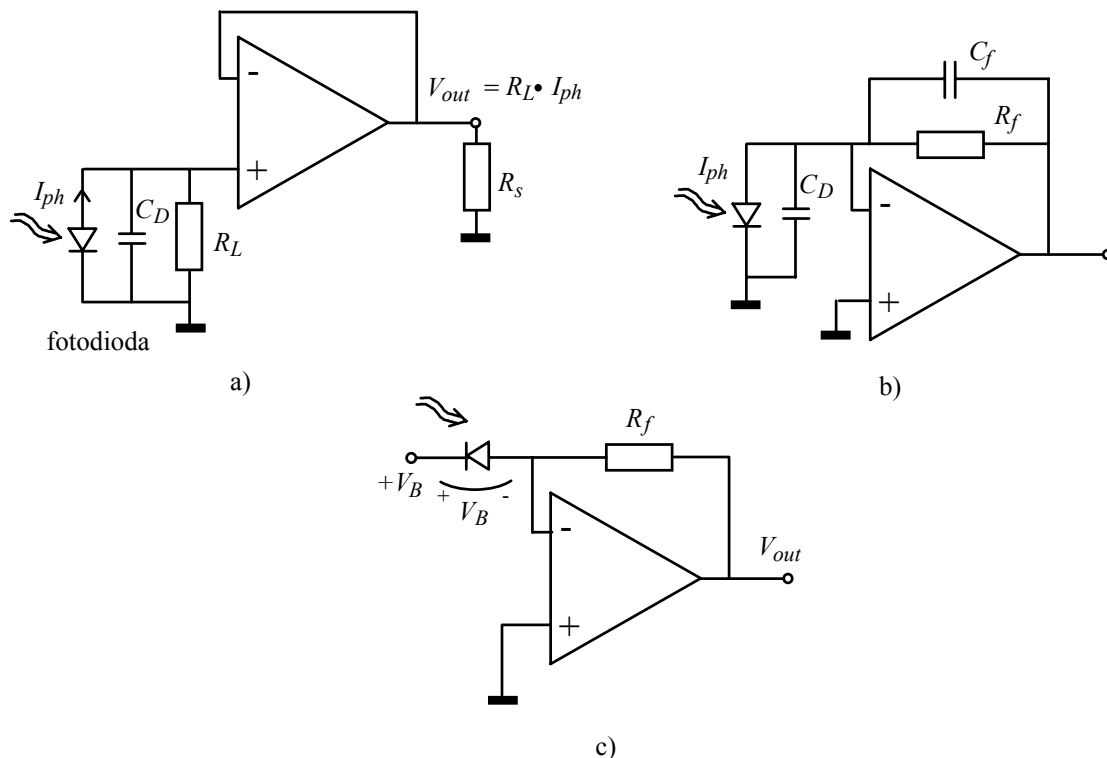


Fig. 15.33. Capacitatea diodei la operarea ei pe o sarcină rezistivă (a), la operarea ei cu un convertor curent-tensiune (b) și polarizarea inversă a diodei în cazul utilizării unui convertor curent-tensiune (c).

Utilizarea unui convertor curent-tensiune ca cel din Fig. 15.33 b) face ca tensiunea între bornele fotodiodei să fie menținută permanent la zero și capacitatea  $C_D$  să nu se mai încarce. Cu un amplificator operațional **ideal**, limitarea benzii de trecere ar fi complet eliminată. Acest lucru apare evident dacă ne

gîndim că în formula precedentă trebuie să înlocuim pe  $R_L$  cu impedanța de intrare nulă a nodului intrării inversoare a AO. În realitate nu se întîmplă chiar așa. În primul rînd, în paralel pe rezistența de reacție  $R_f$  apare întodeauna o capacitate parazită  $C_f$  care este de ordinul a 0.5 pF; aceasta limitează banda de trecere a convertorului la o frecvență  $f_c = 1/(2\pi R_f C_f)$ . Vom vedea imediat că departe de a trebui eliminată, **prezența acestei capacități este strict necesară și chiar se montează un condensator în paralel cu rezistorul de reacție**. Pentru ca valoarea capacității să fie dictată de condensatorul montat de noi, capacitatea parazită poate fi diminuată prin utilizarea unei rețele de reacție în T.

În al doilea rînd, amplificarea AO nu este infinită și scade cu frecvența. Astfel, la bornele capacității  $C_D$ , tensiunea nu este nulă ci  $V_{out}(\omega)/A_{op}(\omega)$  și efectul capacității  $C_D$  este doar diminuat.

În orice caz, utilizarea convertorului curent-tensiune conduce la un circuit mai rapid decît operarea fotodiodei pe o rezistență.

Prezența unei capacități între intrarea inversoare și masă (constituită din capacitatea diodei și capacitatea proprie a intrării) produce și un alt efect: deteriorarea stabilității circuitului, conducînd în anumite condiții chiar la intrarea în oscilație. Considerînd iluminarea constantă, fotodioda produce o variație nulă a curentului și sursa de curent echivalentă **dispare din modelul pentru variații**. Rămîn astfel numai capacitatea și rezistorul de reacție care formează exact configurația de la circuitul derivator. Or, am văzut ce probleme avea acest circuit cu stabilitatea.

Capacitatea fotodiodei deteriorează stabilitatea circuitului cu reacție, puțin conduce chiar la intrarea sa în oscilație.

În cazul derivatorului am refăcut stabilitatea prin introducerea unui rezistor în serie cu capacitatea sau/și a unui condensator în paralel cu rezistorul de reacție. Prima metodă este inutilizabilă aici deoarece fotodioda nu ar mai fi operată la tensiune constantă. Rămîne doar o singură soluție.

Stabilitatea convertorului curent-tensiune se asigură prin introducerea unei capacități  $C_f$  în paralel cu rezistorul de reacție.

Cu o valoare mai mare a capacității  $C_f$  putem obține o rezervă de fază confortabilă dar prețul plătit este micșorarea benzii de trecere a convertorului curent tensiune: modulul transimpedanței  $Z_m(\omega) = V_{out}(\omega)/I_{ph}(\omega)$  începînd să coboare cu o decadă pe decadă de la frecvența  $1/(2\pi R_f C_f)$ . Dacă ținem cu dinții la viteza de răspuns a convertorului, capacitatea  $C_f$  trebuie ajustată în vederea realizării unui compromis acceptabil între viteză și stabilitate.

Pentru mărirea suplimentară a benzii de trecere, se poate apela la **polarizarea inversă** a fotodiodei, ca în Fig. 15.33 c). Cu o tensiune inversă de 10 V, o fotodiodă cu siliciu își micșorează capacitatea  $C_D$  de aproape 4 ori; în aceste condiții, se poate obține o mărire de două ori a benzii de trecere a convertorului curent-tensiune.

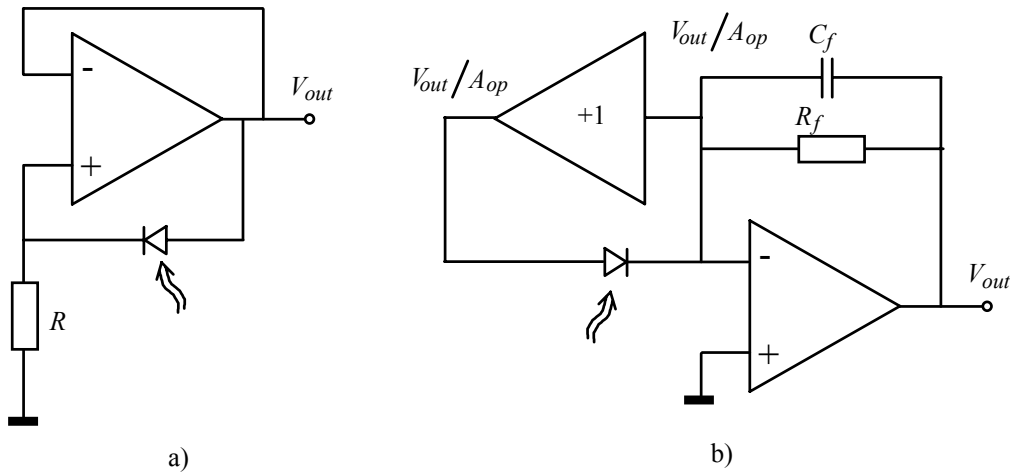


Fig. 15.34. Utilizarea metodei bootstrap pentru diminuarea efectului capacității diodei (a) și combinarea metodei bootstrap cu convertorul curent-tensiune (b).

O altă soluție pentru mărirea vitezei de răspuns este utilizarea unei configurații bootstrap, ca în Fig. 15.34 a). Cum cele două intrări ale AO au același potențial ca și ieșirea, tensiunea pe fotodiodă este nulă. Curentul fotoelectric curge prin rezistența \$R\$, aducând ieșirea AO la potențialul \$I\_{ph}R\$. O mărire suplimentară a benzii de trecere, necesară pentru fotodiodele de arie (și capacitare) mare, se poate obține prin combinarea acestei configurații bootstrap cu un convertor curent-tensiune (desenul b). Amplificatorul buffer poate fi realizat, de exemplu, cu un repetor pe sursă cu sarcină activă (sursă de curent).

### Amplificatorul diferențial

Deși amplificatorul operațional este un amplificator cu intrare diferențială, la cele două configurații simple studiate (circuitul inversor și circuitul neinversor), tensiunea de intrare este **față de masă**. Din acest motiv, ele nu beneficiază de rejectia perturbațiilor apărute pe mod comun (identice pe ambele fire ale portului de intrare). Putem realiza o structură cu **intrare diferențială** dacă utilizăm configurația din Fig. 15.32.

Circuitul fiind liniar, putem aplica teorema superpoziției. Cu \$V\_2 = 0\$, avem un circuit inversor, tensiunea de intrare fiind mai întâi divizată de rezistoarele \$R\_1\$ și \$R\_2\$; în consecință, tensiunea de ieșire va fi

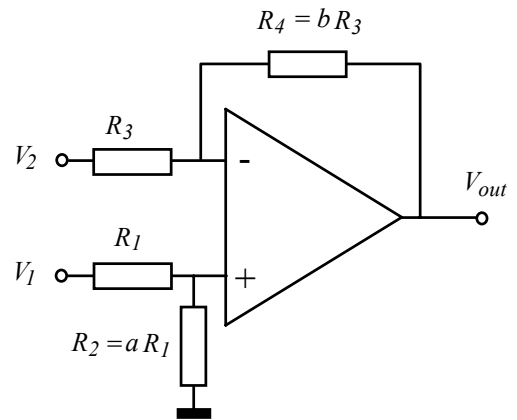


Fig. 15.35. Amplificator diferențial cu AO.

$$\left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right) \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} V_1\right) = \frac{a(1+b)}{1+a} V_1. \tag{15.32}$$

Dacă legăm la masă cealaltă intrare (\$V\_2 = 0\$), obținem un banal circuit inversor a cărui tensiune de ieșire va fi

$$-\frac{R_4}{R_3} V_2 = -bV_2. \tag{15.33}$$

Cu \$V\_2 = V\_1\$, prin adunarea celor două contribuții obținem **tensiunea de ieșire pe mod comun**

$$V_{out\ com} = \left[ \frac{a(1+b)}{1+a} - b \right] V_{in\ com} = \frac{a-b}{1+b} V_{in\ com} \quad (15.34)$$

se observă că

amplificarea pe mod comun se anulează dacă rezistoarele verifică relația  $R_4/R_3 = R_2/R_1$ .

De cele mai multe ori, relația anterioară se îndeplinește prin împerecherea rezistoarelor  $R_1 = R_3$  și  $R_2 = R_4$ . Să calculăm, cu rezistoarele împerecheate, valoarea tensiunii de ieșire  $V_2 = -V_1$

$$V_{out} = \frac{a(1+b)}{1+a} V_1 - bV_2 = a(V_1 - V_2) = \frac{R_2}{R_1} (V_1 - V_2); \quad (15.35)$$

amplificarea pe mod diferențial a etajului este, deci

$$A_{dif} = \frac{R_2}{R_1} = \frac{R_4}{R_3}. \quad (15.36)$$

Cu cât rapoartele rezistoarelor sunt mai bine împerecheate, cu atât se obține o amplificare mai mică pe mod comun, adică un factor de rejecție pe mod comun,  $CMRR$ , mai mare. Uneori, în practică, valoarea rezistenței  $R_2$  se ajustează "la cald" pentru minimizarea amplificării pe mod comun. Oricum, pentru factorul de rejecție există o limită superioară, aceea a amplificatorului operațional însuși, care nici el nu este ideal din acest punct de vedere.

O aplicație a acestui tip de amplificator este prezentată în Fig. 15.33 : curentul cu care sursa de tensiune continuă alimentează sarcina trebuie măsurat cu precizie pentru a fi menținut constant de către un sistem de control automat. Pentru aceasta, în calea curentului a fost intercalat un rezistor foarte stabil,  $R_5$ , realizat din sîrmă bobinată, iar tensiunea de la bornele lui este amplificată de 100 de ori de către amplificatorul diferențial realizat cu amplificatorul operațional. Deoarece tensiunea pe mod comun este mică, nu avem nevoie de o rejecție foarte bună pe mod comun; utilizarea unor rezistențe cu toleranța de 1 % asigură un factor  $CMRR$  de 40 dB (100 de ori).

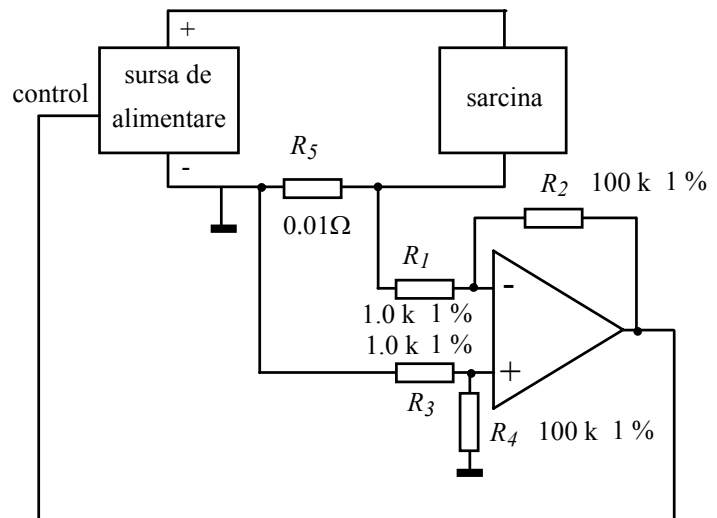


Fig. 15.36. Utilizarea unui amplificator diferențial construit cu AO pentru prelevarea unei tensiuni proporționale cu intensitatea curentului ce străbate o sarcină.

*Observație:* Rezistența  $R_5$  este cu o bornă la masă și, la prima vedere, s-ar părea că ne complicăm inutil prin utilizarea unui amplificator diferențial, deoarece semnalul este față de masă. În realitate, datorită



valorii mici a lui  $R_5$ , rezistențele firelor de legătură contează și, astfel, suntem obligați să prelevăm semnalul de tensiune **exact la bornele lui  $R_5$** .

### Amplificatoare de instrumentație

Aplicațiile legate de măsurarea tensiunilor impun cerințe suplimentare, pe care structura de amplificator diferențial discutată mai sus nu le îndeplinește. În primul rând, impedanțele de intrare nu sunt destul de mari. Revenind la metoda superpoziției utilizată anterior, generatorul care furnizează tensiunea de intrare  $V_2$  vede ca impedanță de intrare pe  $R_3$  care nu poate avea valori mari deoarece  $R_3 = R_4/A_{dif}$ ,  $A_{dif}$  are valori mari iar  $R_4$  nu poate fi crescută prea mult deoarece efectele curenților de polarizare devin importante. Astfel, impedanța de intrare văzută de acest generator abia dacă ajunge pe la 10 k $\Omega$ . Din această cauză, pentru asigurarea unei precizii corespunzătoare a amplificării, generatorul de semnal trebuie să aibă impedanța proprie extrem de mică. În exemplul din Fig. 15.33 am fost într-o situație norocoasă, datorită valorii extrem de mici a rezistorului  $R_5$  dar, în general, acest lucru nu se întâmplă. O anumită creștere a impedanței de intrare poate fi realizată dacă se utilizează în rețeaua de reacție o configurație în T, așa cum s-arătat în Fig. 15.26 c).

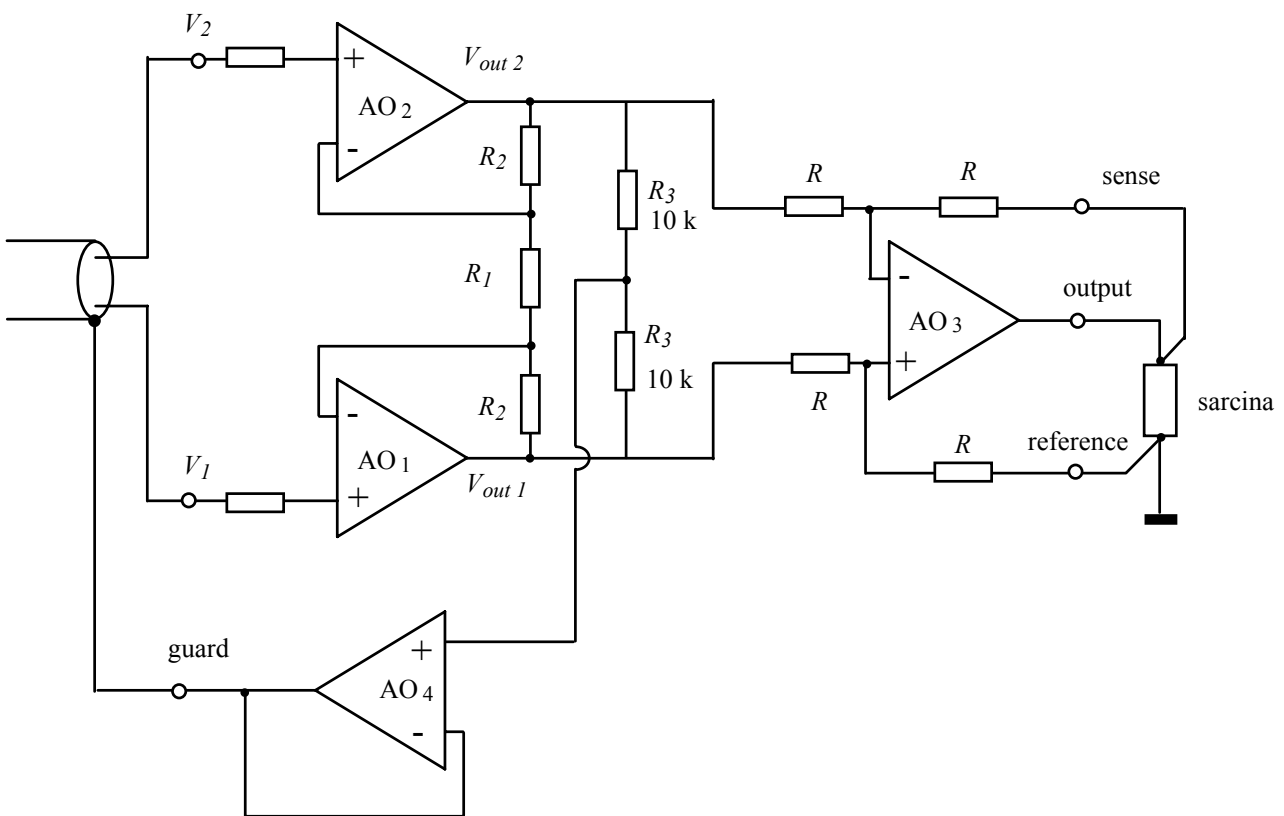


Fig. 15.37. Amplificator de instrumentație, împreună cu circuitul de gardă pentru ecranul firelor de intrare.

Soluția o reprezintă, însă, conectarea la cele două intrări a unor circuite de amplificare cu AO **neinversoare** (Fig. 15.37), acestea oferind o impedanță de intrare extrem de mare. În plus, așa cum vom vedea, acest circuit permite și schimbarea amplificării prin modificarea **unui singur rezistor ( $R_1$ )**, spre deosebire de configurația simplă studiată la secțiunea precedentă, la care trebuia să modificăm două

rezistențe, avînd grijă să păstrăm egalitatea celor două rapoarte. Structura din Fig. 15.34 este cea mai utilizată în aparatura de măsură și poartă numele de **amplificator de instrumentație**.

Pentru excitarea pe mod comun (cele două intrări legate la același potențial  $V_{in\ CM}$ ), ieșirile primelor două AO se găsesc la același potențial, egal cu  $V_{in\ CM}$ , **indiferent de valoarea rezistoarelor  $R_1$ ,  $R_2$  și  $R_2'$** . Astfel, amplificarea pe mod comun a acestui prim etaj este unitară. Pe mod diferențial, însă, cînd  $V_1 = +V_{in\ dif}/2$  și  $V_2 = -V_{in\ dif}/2$ , între ieșirile acestor AO apare tensiunea

$$V_{out\ 1} - V_{out\ 2} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1} + \frac{R_2'}{R_1}\right) V_{in\ dif} \cong \left(1 + \frac{2R_2}{R_1}\right) V_{in\ dif};$$

etajul are, deci, o amplificare pe mod diferențial egală cu  $1 + 2R_2/R_1$ . Astfel,

primul etaj, construit cu amplificatoarele operaționale AO<sub>1</sub> și AO<sub>2</sub>, realizează un factor de rejecție pe mod comun  $CMRR = 1 + 2R_2/R_1$  **fără să fie necesară împerecherea rezistoarelor  $R_2$  și  $R_2'$** .

Al doilea etaj are structura discutată în secțiunea precedentă, oferind o amplificare unitară pe mod diferențial; în concluzie,

amplificarea globală pe mod diferențial este  $1 + 2R_2/R_1$

Cum primul etaj a realizat deja o rejecție a semnalelor de pe modul comun, al doilea etaj nu are decît să îmbunătățească această rejecție. Din acest motiv, cu o împerechere rezonabilă (1 %) a celor patru rezistoare, putem obține un factor de rejecție global de peste 80 dB (10 000 de ori). Dacă eroarea datorată decalajelor de tensiune la intrare constituie o problemă, amplificatorul poate fi echilibrat, utilizînd circuitul recomandat de fabricant, la unul dintre AO de la intrare.

În aplicații, conductoarele legate la cele două intrări trebuie ecranate. Legarea ecranelor la masă ar determina ca la fiecare punct de intrare să fie văzută capacitatea dintre firul central și ecran (aproximativ 100 pF pe metru, pentru cablul coaxial de 50 Ω). Neîmperecherea exactă a acestor capacități ar produce degradarea rejecției pe mod comun. Acest efect este eliminat dacă ecranul cablului este în orice moment la potențialul de mod comun, deoarece în acest caz tensiunea de mod comun nu mai încarcă aceste capacități. Metoda poartă numele de "guarding"; potențialul de mod comun este obținut la punctul comun al rezistoarelor  $R_3$  și apoi repetat de amplificatorul operațional AO<sub>4</sub> și oferit sub o impedanță foarte mică pentru legarea ecranului.

Pentru eliminarea efectelor rezistențelor de contact, conexiunea firelor de la ieșire este făcută exact la bornele sarcinii; în acest fel, reacție negativă are ca informație, prin firul "sense" chiar tensiunea de pe sarcină.

Producătorii oferă o largă varietate de **amplificatoare de instrumentație integrate**. Amplificarea se poate "programa" prin valoarea unei rezistențe montată de către utilizator; circuitul oferă și terminalul "guard" pentru conectarea ecranelor de la intrare. Tensiunile de decalaj la intrare diferă de la cîtiva mV (AD521) la cîtiva μV (24μV la AD624C). Pentru acesta din urmă, driftul termic este de 0.25μV pe grad. Curenții de polarizare la intrare sunt de zeci de nA (15 nA, cu un decalaj de curent de 10 nA la AD624C). Raportul de rejecție pe mod comun este pe la 70-80 dB la amplificare unitară dar ajunge peste 100 la amplificare de 1000 (aici AD624C are  $CMRR = 130$  dB). Banda de trecere la -3 dB este, pentru AD624C de 1 MHz la amplificare unitară și numai 25 kHz la o amplificare de 1000. O altă performanță importantă este tensiunea de zgomot raportată la intrare. AD624C are 0.2 μV<sub>pp</sub> în banda 0.1 Hz- 10 Hz și 0.5 μV<sub>pp</sub> în banda 10 Hz- 10 kHz.

Pentru aplicații mai puțin pretențioase puteți alege variantele mai ieftine AD521 și AD522, dar dacă doriți o rejecție de 130 dB, decalaj, drift și zgomot de valoare redusă, trebuie să optați pentru un amplificator de instrumentație performant, ca AD624C, AD625C .

**Circuite neliniare cu amplificatoare operaționale**

Dacă dorim să măsurăm (sau să urmărim în timp) amplitudinea unui semnal oscilatoriu, trebuie să convertim informația legată de **amplitudinea** sa într-o tensiune de curent continuu (sau lent variabilă în timp). O asemenea operație poate efectua circuitul simplu de redresare din Fig. 15.38 a) dacă este urmat de un filtru trece-jos care să diminueze puternic componentele de frecvențe mari. Acest circuit de redresare are, însă, un inconvenient major: pragul de deschidere al diodei. Chiar cu o diodă cu germaniu, care începe să conducă pe la 0.2 V, circuitul nu poate fi utilizat nici măcar pentru redresarea semnalului audio disponibil la "ieșirea de linie" a unui lanț de amplificare, deoarece în majoritatea timpului semnalul (cu amplitudinea maximă în jur de 1 V) nu va reuși să deschidă dioda.

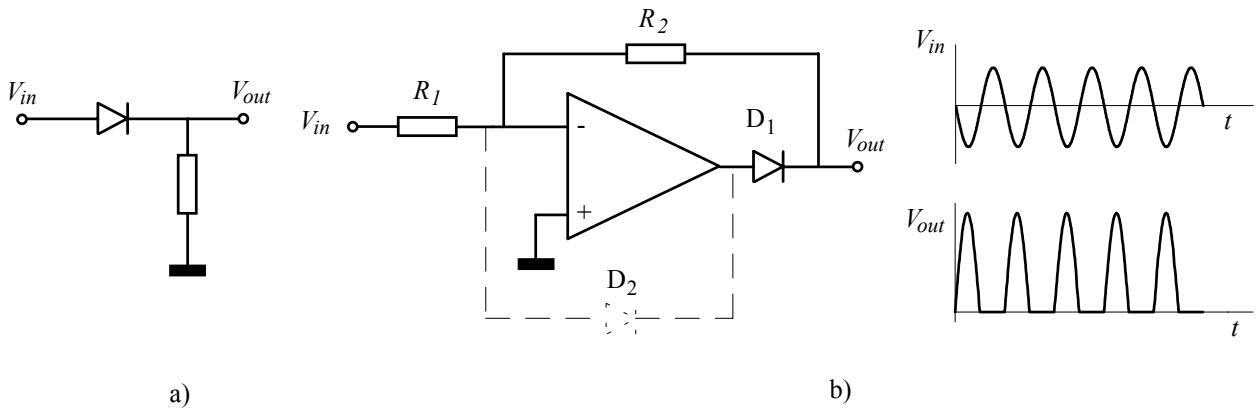


Fig. 15.38. Redresorul monoalternanță cu diodă (a) și redresorul monoalternanță "fără prag" cu AO (b).

Conectarea diodei D<sub>1</sub> în bucla de reacție negativă a unui amplificator operațional, așa cum se vede în desenul b), are ca efect micșorarea cu multe ordine de mărime a acestei tensiuni de prag. Când tensiunea de intrare este negativă și coboară sub un anumit prag, ieșirea AO urcă la 0.6 V și aduce în conducție dioda. Aceasta se întâmplă când  $V_-$  ajunge pe la  $-0.6 \text{ V} / A_{op} \cong -1 \mu\text{V}$ . Cum la limita deschiderii curentul e nul, cam aceeași valoare o are și tensiunea de intrare  $V_{in}$  care este noua tensiune de prag. După deschidere, bucla de reacție negativă menține potențialul  $V_-$  la valori practic nule, iar curentul ce străbate rezistența  $R_1$  curge în totalitate prin  $R_2$ . Astfel, în timpul semialternanței negative a lui  $V_{in}$ ,  $V_{out}(t) = -\frac{R_2}{R_1} V_{in}(t)$ , ieșirea beneficiind de impedanța de ieșire foarte mică a AO.

Pe durata semialternanței pozitive a lui  $V_{in}$ , dioda D<sub>1</sub> nu poate conduce și bucla de reacție negativă se **întrepuce**, ieșirea AO ajungând în saturație la tensiunea de alimentare negativă. Pentru a evita acest lucru (ieșirea din saturație consumă timp datorită vitezei de creștere finite a AO), se montează încă o diodă, D<sub>2</sub>, care asigură calea de reacție negativă pe acest interval de timp. Cu reacție negativă,  $V_-$  rămâne la masă și ieșirea AO coboară numai pînă la -0.6 V. Ce se întâmplă acum cu tensiunea de ieșire  $V_{out}$  ? Borna de ieșire este ținută la potențial nul prin  $R_2$  dar **impedanța de ieșire nu mai este aceea a AO (foarte mică) ci are valoarea lui  $R_2$** .

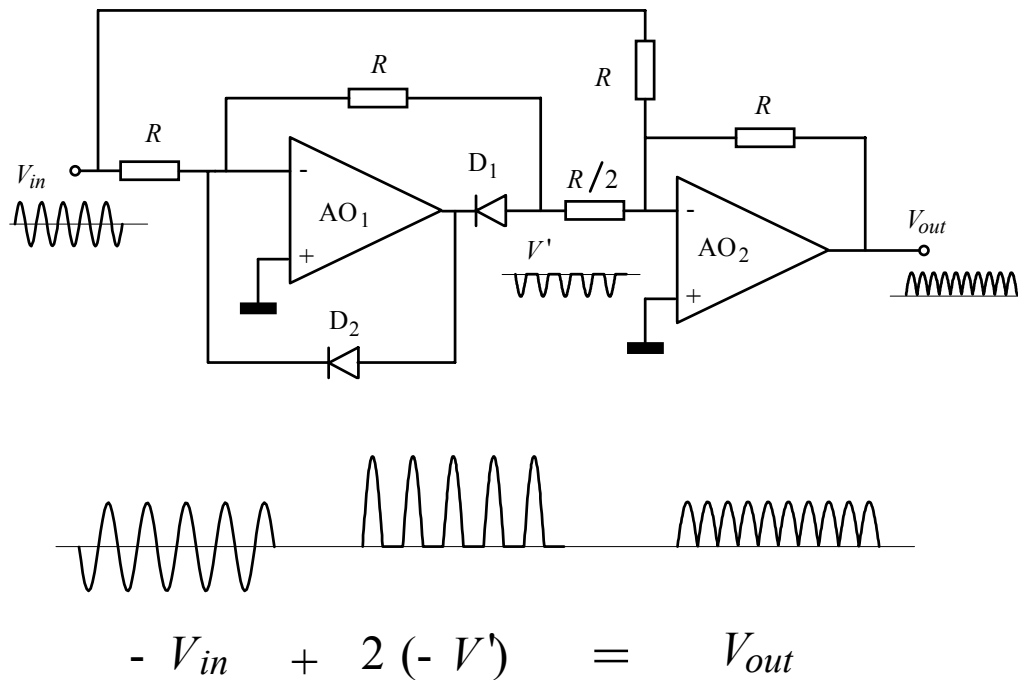


Fig. 15.39. Circuit pentru redresarea ambelor alternanțe.

Asigurarea unei impedanțe de ieșire mici în orice moment de timp este realizată de circuitul de redresare din Fig. 15.39, împreună cu **redresarea ambelor alternanțe**. În jurul amplificatorului operațional AO<sub>1</sub> este construit un redresor mono-alternanță, alternanțele pozitive ale lui  $V_{in}$  producând semialternanțe negative, de aceeași amplitudine (semnalul  $V'$ ). Urmează apoi un sumator inversor cu ponderi; sunt adunate semnalul de intrare și semnalul redresat monoalternanță multiplicat cu 2. Așa cum se vede în desen, rezultatul este o formă de undă cu ambele semialternanțe redresate.

## Enunțuri frecvent utilizate

(afîț de frecvent încît merită să le memorați)

-Amplificatorul operațional (prescurtat AO) este un amplificator diferențial, în majoritatea cazurilor cu ieșirea față de masă (single ended), avînd amplificarea de tensiune foarte mare ( $10^5 - 10^6$ ), impedanță de intrare mare și impedanță de ieșire mică, banda sa de trecere întinzîndu-se pînă la frecvența zero (curent continuu); el este destinat utilizării cu reacție negativă. Amplificatoarele operaționale folosite azi sunt sub formă de circuite integrate.

- Cele două intrări sunt numite "neinversoare" și, respectiv, "inversoare" după efectul lor asupra potențialului de ieșire; pe simbol, notarea intrărilor se face cu + și - (a nu se confunda cu bornele de alimentare care, în majoritatea cazurilor, nu se mai desenează).

- Potențialul ieșirii nu poate evolua decît în intervalul determinat de tensiunile de alimentare, dacă semnalul de intrare este prea mare ieșirea amplificatorului operațional ajunge în limitare la aceste tensiuni; intrarea în limitare întrerupe reacția negativă.

- Există o limită superioară a vitezei de variație a potențialului de ieșire (slew rate,  $SR$ ) pe care amplificatorul operațional nu o poate depăși. Ajuns în această situație, potențialul ieșirii evoluează cu viteză constantă (linie dreaptă) iar reacția negativă este întreruptă.

-Amplificatorul operațional ideal are amplificarea independentă de frecvență și infinită, impedanța de intrare infinită, impedanța de ieșire nulă iar la bornele sale de intrare curenții sunt nuli. Amplificarea fiind infinită, cele două intrări se găsesc în orice moment la potențiale identice (scurtcircuit virtual).

-Condiția de scurtcircuit virtual este îndeplinită numai dacă există o buclă de reacție negativă și AO funcționează liniar (ieșirea nu este în limitare și nu a ajuns la viteza maximă de variație).

- Analiza circuitelor cu AO ideale se efectuează exprimînd cu teorema Milman potențialele intrărilor (curenții acestora sunt nuli deci aceste laturi nu se iau în considerare) și scriind egalitatea între aceste potențiale; potențialul ieșirii rezultă din această ecuație.

-Există două configurații de bază pentru circuitele simple cu AO : configurația neinversoare și configurația inversoare.

- La amplificatorul neinversor, semnalul se aplică direct la intrarea neinversoare iar intrarea inversoare este excitată cu tensiunea de reacție obținută de la un divizor. Cînd divizorul este rezistiv, amplificarea circuitului este  $A = 1 + R_2/R_1$ , unde  $R_2$  este rezistența de reacție.

-Dacă intrarea inversoare se leagă direct la ieșire ( $R_2 = 0; R_1 = \infty$ ) se obține repetorul neinversor, cu amplificare unitară.

-La circuitul neinversor, datorită comparării a două tensiuni (comparație pe ochi) reacția negativă mărește mult impedanța de intrare care poate ajunge la sute de  $M\Omega$  la frecvențe mici.

- Cînd în locul rezistențelor sunt conectate impedanțe, amplificarea circuitului se scrie  $A(\omega) = 1 + Z_2(\omega)/Z_1(\omega)$ ; de exemplu, dacă pe calea de reacție se leagă un condensator  $C_2$  în paralel cu  $R_2$  se obține un filtru trece-jos cu frecvența de tăiere la  $f_c = 1/(2\pi R_2 C_2)$ .

-În cazul celeilalte configurații de bază, inversoare, intrarea neinversoare este legată la masă, forțînd la zero potențialul intrării inversoare (punct de masă virtuală). La nodul intrării inversoare se adună doi curenți, unul venind de la sursa de semnal prin  $R_1$  și altul de la ieșire prin rezistența de reacție  $R_2$ ; cum nu există curent în intrarea AO, suma acestor curenți trebuie să fie nulă.

-Amplificarea circuitului inversor este  $-R_2/R_1$ ; deoarece acum comparația se face pe nod, între curenți, reacția negativă micșorează foarte mult impedanța de intrare văzută spre nodul intrării inversoare astfel că generatorul de semnal vede ca impedanță de intrare a circuitului doar rezistența  $R_1$  cu valori modeste (1 k $\Omega$  - 10 -k $\Omega$ ).

- Configurația inversoare poate fi generalizată, obținând un sumator inversor cu ponderi; avantajul acestuia este că elimină orice influență reciprocă între generatoarele de semnal, deoarece punctul de sumare a curenților este ținut la masă.

- Pentru ambele configurații, mărimea prelevată de la ieșire de bucla de reacție este tensiunea; din acest motiv reacția negativă coboară mult impedanța de ieșire care ajunge la valori extrem de mici.

- Amplificatoarele operationale reale sunt afectate de o mulțime de neidealități, dintre care limitarea excursiei la ieșire și viteza limită de variație au fost deja amintite.

- Deși impedanța de ieșire cu reacție coboară sub 1  $\Omega$  iar excursia de tensiune poate fi +/- 10 V, valoarea curentului de ieșire nu poate depăși o anumită valoare (în general câteva zeci de mA); la acesată valoare, circuitul de ieșire intră în limitare și AO nu mai funcționează liniar.

-Datorită neîmperecherii perfecte a componentelor etajelor diferențiale, AO reale prezintă un decalaj (offset) de tensiune; efectul poate fi modelat printr-o sursă de tensiune continuă  $V_{OS}$  aplicată la intrarea unui AO ideal. Valoarea și sensul tensiunii  $V_{OS}$  diferă de la exemplar la exemplar; valorile tipice depind de tipul de amplificator operațional, mergând de la 5 mV (pentru 741) spre 5 $\mu$ V (AD707).

-Efectul decalajului de tensiune este apariția unei tensiune constante la ieșire; amplificatorul amplifică tensiunea de decalaj  $V_{OS}$  cu un factor egal practic cu amplificarea semnalului util la frecvența nulă.

-Diminuarea acestui efect se face prin reglarea unui potențiomtru, conectat după indicațiile fabricantului. Eliminarea nu este completă deoarece tensiunea de decalaj variază cu temperatura (drift termic) și cu trecerea timpului.

- O altă neidealitate ce afectează comportarea la curent continuu este prezența curenților de polarizare: tranzistoarele montate la intrare absorb (sau debitează) curenți practic constanți. Valoarea medie pe cele două intrări, numită curent de polarizare, este, ca regulă generală, de zeci de nA la AO cu tranzistoare bipolare și de zeci de pA pentru cele cu FET la intrare.

-Deși au valori extremi de mici, acești curenți trebuie să existe; în absența unei căi în curent continuu la fiecare intrare (spre masă sau ieșire) etajul de intrare nu este polarizat și ieșirea AO este în saturație la una din tensiunile de alimentare.

-Diminuarea efectului curenților de polarizare se realizează intercalând la intrarea neversoare o rezistență egală cu combinația paralel a lui  $R_1$  și  $R_2$ . Efectul nu este complet anulat deoarece curenții la cele două intrări nu sunt riguros egali, diferind între ei cu o zecime la AO cu tranzistoare bipolare și ajungând în raportul 1:2 la cele cu JFET. Efectul acestui decalaj de curent poate fi micșorat prin evitare utilizării unor rezistoare de valoare exagerată (peste 1 M $\Omega$ ).

-Amplificarea AO la frecvența nulă (curent continuu)  $A_0$  nu este infinită ci are valori de ordinul  $10^5$  -  $10^6$ . Efectul acestei neidealități asupra valorilor amplificării este mult mai mic decât imprecizia valorilor rezistențelor.

-Pentru a asigura stabilitatea chiar în cazul cel mai dificil (prezentat de repetorul neinversor), modulul amplificării AO compensate total în frecvență scade cu 1 decadă pe decadă începând de la frecvențe foarte coborâte (5-10 Hz); frecvența la care  $|A_{op}(\omega)| = 1$  este frecvența unitară  $f_u$ .

-Din acest motiv, amplificarea pe bucla de reacție scade la creșterea frecvenței și erorile expresiilor deduse cu amplificare infinită cresc.

-Dacă un amplificator cu reacție rezistivă construit cu AO are amplificarea cu reacție  $A_r$ , atunci banda sa de trecere este  $f_u/A_r$ ; produsul între amplificarea cu reacție și bandă rămîne constant și egal cu  $f_u$ .

-Dacă se urmărește obținerea unei benzi mai mari se poate încerca un AO compensat parțial în frecvență; compensarea poate fi aplicată extern de către utilizator unui AO necompensat sau poate fi obținută de-a gata cumpărînd un AO compensat parțial intern.

-În cazul AO compensate total stabilitatea este asigurată numai în cazul rețelelor de reacție pur rezistive. În cazul derivatorului circuitul este subamortizat și poate chiar să oscileze; același lucru se poate întîmpla cu convertoarele curent tensiune utilizate pentru prelucrarea semnalului de la fotodiode.

-Amplificatoarele operaționale reprezintă dispozitivele electronice de bază în electronica analogică și sunt utilizate pentru realizarea de amplificatoare de precizie cu banda pînă la curent continuu, surse de tensiune, surse de curent, integratoare și derivatoare analogice, convertoare curent-tensiune, amplificatoare de instrumentație, redresoare fără prag, în sistemele de control automat, etc..

## Termeni noi

- amplificator operațional (AO)**      amplificator diferențial destinat utilizării cu reacție negativă, avînd amplificarea de tensiune foarte mare ( $10^5 - 10^6$ ), impedanță de intrare mare și impedanță de ieșire mică, banda sa de trecere întinzîndu-se pînă la frecvența zero (curent continuu);
- amplificator operațional ideal**      model de amplificator operațional la care curenții de intrare sunt nuli, impedanța de intrare infinită, impedanța de ieșire nulă iar amplificarea este independentă de frecvență și infinită;
- scurtcircuit virtual**      relația în care se află cele două intrări ale unui AO ideal: potențialele sunt identice ca în cazul unui scurtcircuit dar nu există o cale directă prin care să circule curent între aceste noduri;
- punct de sumare (al curenților)**      nodul intrării inversoare în configurația de amplificator inversor, nod care este menținut la potențial nul; deoarece curentul de intrare în AO este nul, suma acestor curenți trebuie să fie nulă;
- viteză maximă de creștere (slew rate , SR)**      limita maximă a vitezei de variație a tensiunii de ieșire la AO; la atingerea ei un etaj intern ajunge în limitare și AO nu mai funcționează liniar (reacția negativă externă se întrerupe).
- compensare în frecvență**      modificarea funcției de transfer a AO pentru a asigura stabilitatea circuitelor (cu reacție negativă) construite cu acestea;
- AO compensate total**      AO care au fost compensate în frecvență astfel încît să asigure stabilitatea pentru orice rețea de reacție rezistivă (inclusiv cazul repetorului neinversor);
- frecvență unitară**      frecvența  $f_u$  la care amplificarea AO (fără reacție) ajunge la valoarea 1; cu reacție, banda de trecere este  $f_u/A_r$ , unde  $A_r$  este amplificarea cu reacție;
- AO compensate parțial**      AO care au fost compensate în frecvență astfel încît să asigure stabilitatea pentru circuite cu rețea de reacție rezistivă care au amplificarea cu reacție mai mare decît o anumită limită (uzual 5);
- amplificator de instrumentație**      amplificator diferențial de performanță, cu impedanță de intrare mare și rejecție foarte bună pe mod comun, utilizat în special în aparatura de măsură;
- convertor curent-tensiune**      (amplificator transimpedanță) circuit liniar cu impedanța de intrare nulă a cărui tensiune de ieșire este proporțională cu intensitatea curentului de intrare;



### Probleme rezolvate

**Problema 1.** O notă de aplicații de la Burr-Brown sugerează utilizarea circuitului din Fig. 15.40 a) ca sursă de curent de precizie. Ea poate absorbi curent de la sarcina legată cu cealaltă bornă la masă sau la alimentarea pozitivă (în jargon se spune că este un absorbant de curent, current sink). Circuitul integrat REF 102 este o referință de tensiune care păstrează cu mare acuratețe (2.5 ppm pe grad și 5 ppm pe 1000 de ore) o tensiune de 10 V între borna sa de ieșire (pinul 6 notat cu "Out") și borna sa de referință (pinul 4, notat cu "Gnd"), dacă între alimentarea sa de la borna 2 și borna 4 tensiunea nu coboară sub 11.4 V.

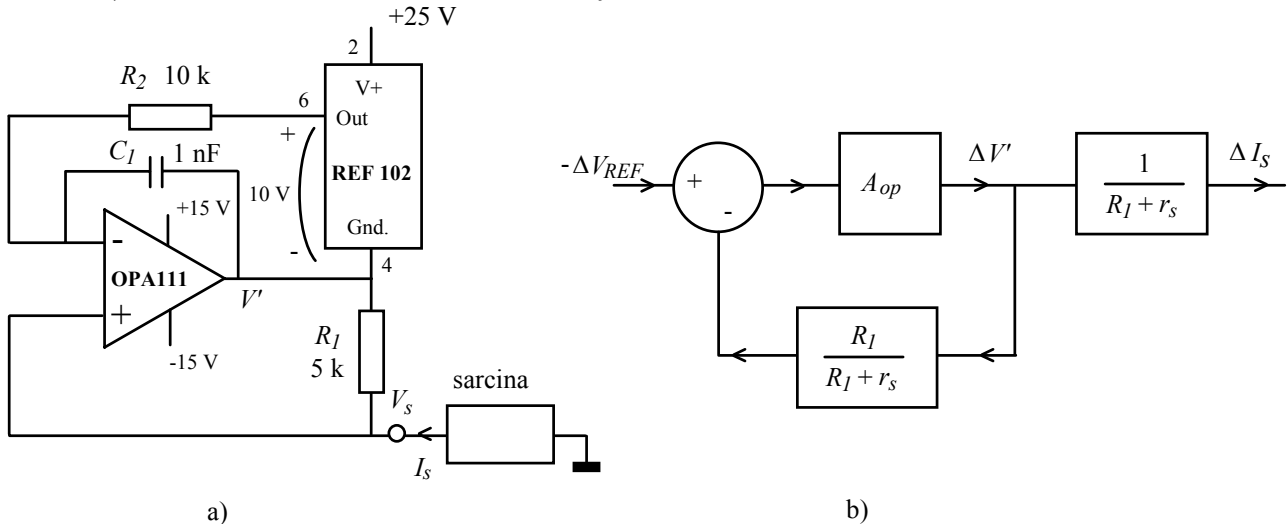


Fig. 15.40.

- Să se arate că circuitul este unul cu reacție negativă și să se estimeze amplificarea pe bucla de reacție  $A_{OL}$ .
- Să se deducă expresia curentului prin sarcină.
- Să se determine complianța de tensiune a sursei de curent (domeniul permis pentru potențialul  $V_s$  al ieșirii sale).

#### Rezolvare

a) Vom investiga comportarea buclei de reacție la variația  $\Delta V_{REF}$  a tensiunii de referință dintre bornele 6 și 4 ale circuitului integrat REF 102, la frecvențe mici acolo unde prezența capacității  $C_1$  poate fi ignorată. Cum valoarea curentului de polarizare este extrem de mică, pe rezistența  $R_2$  căderea de tensiune este nulă. Obținem că

$$\Delta V_{in-} = \Delta V' + \Delta V_{REF},$$

întreaga variație a potențialului ieșirii AO aparținând la intrarea inversoare.

Curentul este neglijabil și la intrarea neinversoare a AO, astfel încât divizorul format din  $R_1$  și sarcină este neîncărcat (operat în gol). Notînd cu  $r_s$  rezistența dinamică a sarcinii (posibil cu comportare neliniară), rezultă variația de potențial a intrării neinversoare

$$\Delta V_{in+} = \frac{r_s}{R_1 + r_s} \Delta V'.$$

Amplificatorul operațional amplifică diferența potențialelor intrărilor, astfel încât avem

$$\Delta V' = A_{op}(\Delta V_{in+} - \Delta V_{in-}) = A_{op} \left( -\frac{R_1}{R_1 + r_s} \right) \Delta V' - A_{op} \Delta V_{REF}$$

Deoarece expresia din paranteză este todeauna negativă, **sistemul este unul cu reacție negativă**. Pentru variații mici, el poate fi considerat liniar și are schema funcțională din Fig. 15.37 b). Amplificarea pe bucla de reacție este  $A_{OL} = A_{op} R_1 / (R_1 + r_s)$  fiind maximă dacă sarcina este un scurtcircuit. Dacă rezistența dinamică a sarcinii crește, amplificarea pe buclă scade; la limită, dacă sarcina s-ar apropia de comportarea unei surse de curent,  $r_s \rightarrow \infty$ , amplificarea pe buclă ar coborî la zero (dispariția reacției negative). Pentru a vedea ce se întâmplă cu intensitatea curentului prin sarcină  $\Delta I_s$  trebuie să exprimăm în funcție de  $\Delta V_{REF}$  diferența  $\Delta V_{in+} - \Delta V'$ ; ajungem la  $\Delta I_s = \Delta V' / (R_1 + r_s)$ , rezultat reprezentat pe schema operațională din 15.39 b). Ținând seama de amplificarea în buclă închisă, obținem în final că

$$\Delta I_s = -\frac{A_{op}}{1 + A_{op} \frac{R_1}{R_1 + r_s}} \frac{\Delta V_{REF}}{\frac{R_1}{R_1 + r_s}} = -\frac{\Delta V_{REF}}{R_1 + 1/A_{op}}$$

adică precizia cu care este controlat curentul prin sarcină **este independentă de comportarea sarcinii**.

b) Deoarece tensiunea de ieșire  $V'$  a amplificatorului operațional este cel mult de 10-15 volți și amplificarea AO la frecvență nulă este extrem de mare, intrările amplificatorului operațional se găsesc practic la același potențial. Cum pe  $R_1$  căderea de tensiune e nulă, acest potențial are valoarea  $V_{in-} = V_{in+} = V' + 10 \text{ V}$ . Rezultă că pe rezistența  $R_1$  se menține o cădere de tensiune egală cu cea furnizată de referința de tensiune, nodul legat la sarcină avînd potențial mai ridicat. În consecință, din sarcină se absoarbe curentul

$$I_s = 10 \text{ V} / R_1 = 2 \text{ mA}.$$

c) Potențialul ieșirii AO nu poate coborî sub tensiunea de alimentare negativă, de -15 V. Am văzut că pe  $R_1$  căderea de tensiune este în orice moment de 10 V; rezultă, de aici, ca potențialul  $V_s$  nu are voie să coboare sub  $-15 \text{ V} + 10 \text{ V} = -5 \text{ V}$ . Pe de altă parte, pentru ca REF 102 să funcționeze, pinul 4 nu trebuie să se apropie la mai mult de 11.4 V de potențialul pinului 2. Astfel, ieșirea AO nu are voie să urce mai sus de  $25 \text{ V} - 11.4 \text{ V} = 13.6 \text{ V}$ . Ar rezulta ca  $V_s$  poate urca pînă la 23.6 V. Dar nu este așa, deoarece nici intrările AO nu au voie să iasă din domeniul tensiunilor de alimentare. Din acest motiv,  $V_s$  nu poate urca decît pînă la +15 V. În concluzie,  $V_s$  trebuie să rămînă în intervalul -5 V ... +15 V.

**Problema 2.** Circuitul din Fig. 15.41 este excitat cu o tensiune de intrare  $V_{in}$  **pozitivă** și îndeplinește o funcție interesantă în anumite aplicații.

- Arătați că reacția realizată în jurul lui AO1 prin intermediul tranzistorului  $T_1$  este negativă.
- Calculați caracteristica statică de transfer  $V_{out} = f(V_{in})$ .
- explicați rolul diodei  $D_1$  și al capacității  $C_1$ .

**Rezolvare**

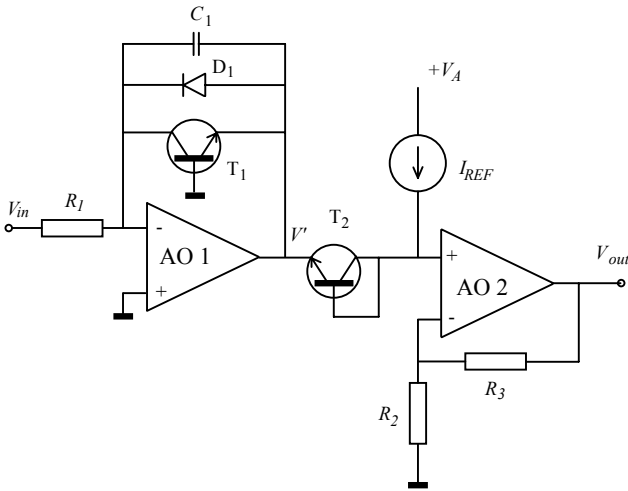


Fig. 15.41.

a) Tensiunea de intrare fiind pozitivă iar intrarea inversoare la potențial aproape nul, sensul curentului prin  $R_1$  este înspre AO1 și acest curent este deviat spre tranzistor și diodă. Datorită modului de conectare, dioda este blocată și va fi ignorată. Astfel, putem scrie legea lui Ohm pe rezistorul  $R_1$

$$I_{C1} = \frac{V_{in} - V_{in-}}{R_1}$$

unde  $I_{C1}$  este curentul de colector al tranzistorului  $T_1$ . Pentru a determina tipul reacției vom construi un model pentru variații; din relația anterioară rezultă

$$\Delta V_{in-} = \Delta V_{in} - R_1 \cdot \Delta I_{C1}.$$

Rămîne să legăm variația curentului de colector de variația tensiunii  $V'$  de ieșire a AO. Pentru un tranzistor bipolar știm că  $\Delta I_C = g_m \cdot \Delta V_{BE}$ ; în cazul nostru

$$\Delta I_{C1} = g_m \cdot (0 - \Delta V') = -g_m \cdot \Delta V'$$

Combinînd ultimele două relații, obținem că

$$\Delta V_{in-} = \Delta V_{in} + R_1 \cdot g_m \cdot \Delta V';$$

cum produsul  $R_1 g_m$  este pozitiv, o variație a tensiunii de ieșire determină o variație în același sens a potențialului  $V_{in-}$ . Dar aceasta este **intrarea inversoare** a AO. În concluzie, **reacția este negativă**, amplificarea pe buclă fiind  $A_{op} R_1 g_m$ .

b) Pentru calculul caracteristicii statice vom determina mai întîi expresia tensiunii de ieșire a primului AO. Inversînd relația tranzistorului  $I_{C1} = I_{s1} e^{V_{BE1}/V_T}$ , obținem că

$$V_{BE1} = 0 - V' = V_T \ln(I_{C1}/I_{s1})$$

Reacția din jurul lui AO1 fiind negativă, intrarea inversoare este punct de masă virtuală și  $I_{C1} = V_{in}/R_1$  (amplificatoru operațional forțează curentul lui  $R_1$  să curgă în colectorul tranzistorului). Cu aceasta, avem tensiunea de ieșire a primului AO

$$V' = -V_T \ln\left(\frac{V_{in}}{I_{s1} R_1}\right)$$

Trecem acum la analiza circuitului din jurul celui de-al doilea AO; recunoaștem imediat un amplificator neinversor, cu amplificarea  $1 + R_3/R_2$ . Mai rămîne să calculăm ce tensiune amplifică el, adică potențialul intrării sale neinversoare. Scriem și pentru al doilea tranzistor ecuația  $V_{BE2} = V_T \ln(I_{C2}/I_{S2})$ . De data aceasta, curentul de colector este exact  $I_{REF}$ , cel furnizat de sursa de curent, deoarece în AO2 curentul de intrare e nul. Cum baza este la potențialul intrării neinversoare iar emitorul la  $V'$ , avem, pentru AO2,

$$V_{in+} = V' + V_T \ln(I_{REF}/I_{S2}) = -V_T \ln\left(\frac{I_{S2}}{I_{S1}} \frac{V_{in}}{I_{REF} R_1}\right).$$

Nu mai rămîne decît să înmulțim cu amplificarea și obținem

$$V_{out} = -V_T \left(1 + \frac{R_3}{R_2}\right) \ln\left(\frac{I_{S2}}{I_{S1}} \frac{V_{in}}{I_{REF} R_1}\right).$$

Tensiunea de ieșire depinde **logaritm**ic de tensiunea de intrare și poate avea atît valori pozitive cît și negative.

c) Am văzut că în funcționare normală (tensiune de intrare pozitivă) dioda  $D_1$  este invers polarizată. Rolul ei nu poate fi decît unul de protecție, în eventualitatea unei valori negative a lui  $V_{in}$ . Atunci dioda se deschide, asigurînd o cale de reacție negativă (tranzistorul nu mai poate să facă acest lucru). În consecință, ieșirea lui AO1 nu urcă mai sus de + 0.6 V și nu poate **străpunge invers** joncțiunea bază-emitor a tranzistorului (această tensiune de străpungere este pe la 6 V).

Rolul condensatorului nu poate fi legat decît de funcționarea în alternativ. El furnizează un drum suplimentar de reacție negativă, producînd la frecvențe mari o cădere a lui  $1/|A_i(\omega)|$  cu o decadă pe decadă. Acest efect contribuie la îmbunătățirea stabilității (legată de diferențele de pantă, la punctul de intersecție, între  $|A_{op}(\omega)|$  și  $1/|A_i(\omega)|$ ).

### Probleme propuse

P 15.1. În circuitul din Fig. 15.42 valoarea amplificării poate fi modificată cu ajutorul potențiometrului. Între ce valori poate fi reglată această amplificare ?

P 15.2. În jurul unui AO ideal este construit, cu impedanțele  $Z_1 - Z_5$ , un circuit cu două bucle de reacție (Fig. 15.43). Calculați amplificarea sa complexă. Indicație: Va trebui să exprimați cu teorema Milman și potențialul nodului M; pentru ca relațiile să fie mai simple,, lucrați cu admitanțele  $Y_k = 1/Z_k$ .

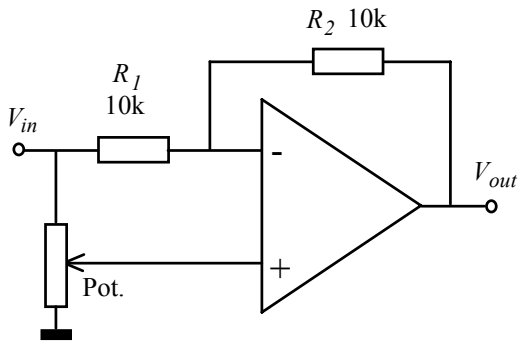


Fig. 15.42.

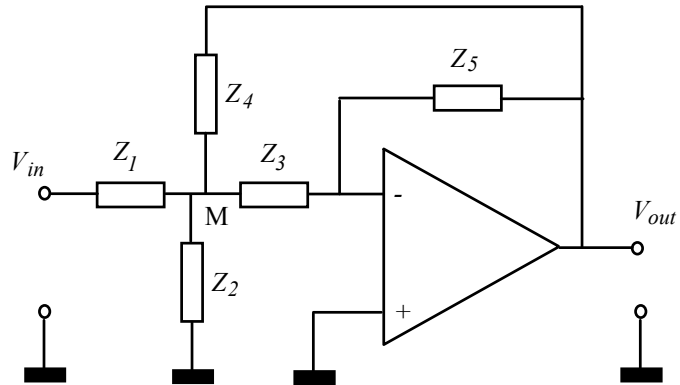


Fig. 15.43.

P 15.3. În circuitul din Fig. 15.44 amplificatorul operațional este ideal. Calculați tensiunea de ieșire.

P 15.4. Datorită impedanței mari de intrare, configurația neinversoare este indicată pentru construirea unui voltmetru electronic, cum este cel din Fig. 15.45. Instrumentul de măsură are o rezistență proprie de  $10\text{ k}\Omega$  și necesită un curent de  $0.1\text{ mA}$  pentru deviația completă a acului (capătul de scală). Cunoscând că tensiunea de măsurat  $V_{in}$  este pozitivă (față de masă), determinați unde trebuie conectată borna + a instrumentului. Alegeți valoarea rezistenței  $R$  astfel încât voltmetrul electronic astfel realizat să aibă domeniul de măsură de la 0 a 1 V. Puteți justifica avantajul acestei conectări a instrumentului în comparație cu legarea sa între ieșirea AO și masă ?

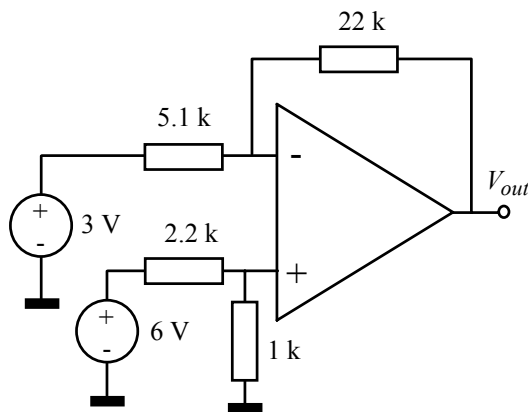


Fig. 15.44.

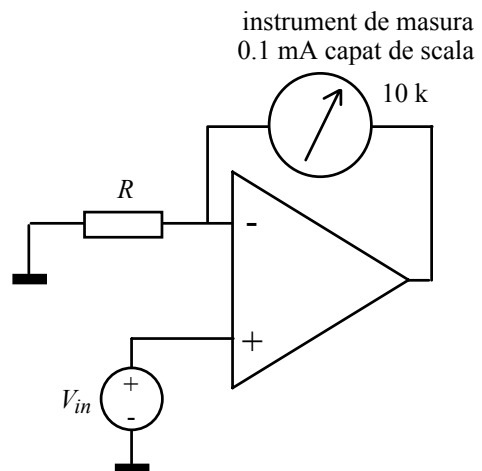


Fig. 15.45.

P 15.5. Cele patru rezistoare ale circuitului din Fig. 15.46 fac parte dintr-o punte ce măsoară deformări mecanice. Efectul acestora se manifestă prin modificarea rezistenței de reacție de la valoarea inițială  $R$  la valoarea  $R(1 + \epsilon)$ . Calculați dependența tensiunii de ieșire în funcție de abaterea relativă  $\epsilon$ .

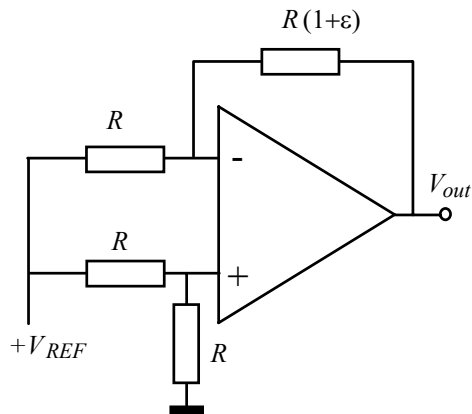


Fig. 15.46.

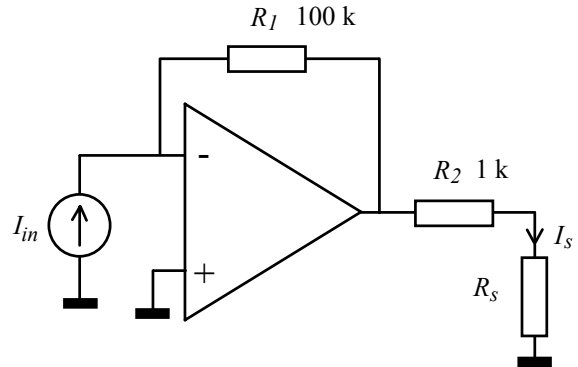


Fig. 15.47.

P 15.6. În circuitul din Fig. 15.47 rezistența de sarcină îndeplinește condiția  $R_S \ll R_2$ . Calculați curentul prin sarcină în funcție de curentul de intrare  $I_{in}$  și propuneți un nume și o aplicație pentru acest circuit.

P 15.7. Pentru circuitul din Fig. 15.48, deduceți expresia curentului  $I_S$  în funcție de tensiunea de intrare și valorile rezistențelor și arătați că dacă  $R_2/R_1 = R_4/R_3$ , acesta nu depinde de valoarea rezistenței de sarcină.

*Observație* Deși prezintă în mai toate textele despre AO, această sursă de curent este rar utilizată datorită condiționării performanțelor sale de împerecherea celor două rapoarte de rezistențe.

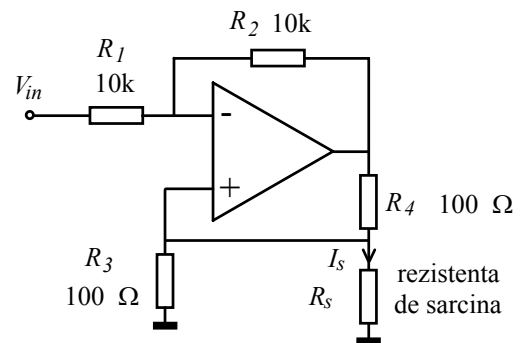


Fig. 15.48.

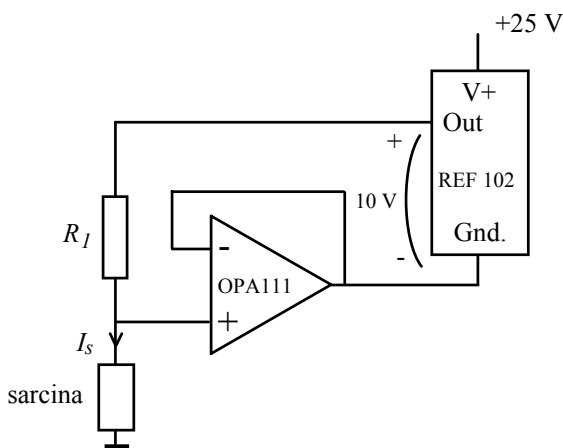


Fig. 15.49.

P 15.8. Răspunzînd la întrebarea "How do I make the world's most accurate current source?", o notă de aplicație de la Burr - Brown (AB - 002C) recomandă circuitul din Fig. 15.49. REF 102 este o referință de tensiune de 10 V avînd coeficientul termic de numai 2.5 ppm pe  $^{\circ}\text{C}$  și deriva în timp mai mică de 5 ppm în 1000 de ore iar OPA 111 este un amplificator operațional de precizie cu JFET la intrare a cărui tensiune de decalaj variază cu mai puțin de  $1\mu\text{V}$  pe grad. Arătați mai întîi că circuitul este unul cu reacție negativă și apoi că se comportă ca o sursă de curent. Deduceți expresia curentului prin sarcină și calculați cu cîte părți pe milion (ppm) pe grad Celsius variază acesta dacă rezistența  $R_1$

are coeficientul termic de 10 ppm pe grad (cel mai defavorabil caz). Indicație: dacă sensul variației cu temperatura a rezistenței este cunoscut, pentru tensiunea referinței și decalajul AO sensurile variază de la exemplar la exemplar.

P 15.9. Calculați impedanța de intrare în circuitul din Fig. 15.50. Este ea rezistivă ? Ce semn are ? Revedeți cele discutate la Capitolul 6 și propuneți o aplicație a acestui circuit. Am discutat acolo tipul de reacție care conduce la apariția acestui efect; identificați-o pe circuitul din Fig. 15.50.

P 15.10. Impedanța de intrare în circuitul din Fig. 15.51 este complexă. Calculați-o și decideți ce fel de caracter are (capacitiv sau inductiv). Ce aplicație puteți sugera pentru acest circuit ?

P 15.11. Calculați impedanța de intrare în circuitul din Fig. 15.52 și construiți un circuit echivalent pentru intrarea acestuia. Comentați comportarea acestui circuit ținând seama de componentele ce intră în alcătuirea schemei din această figură.

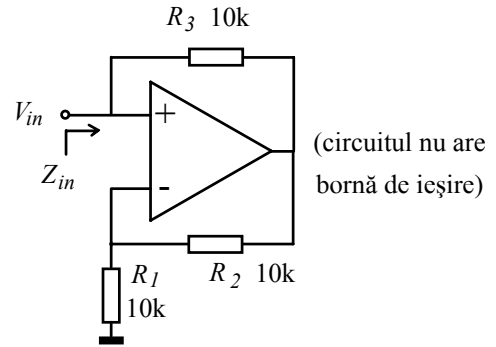


Fig. 15.50.

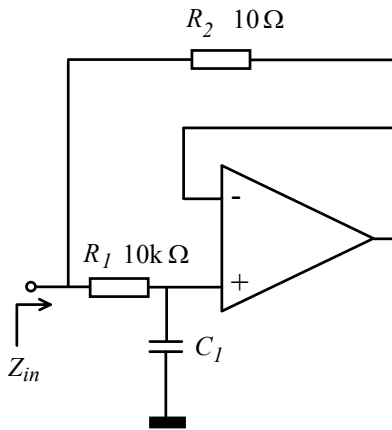


Fig. 15.51.

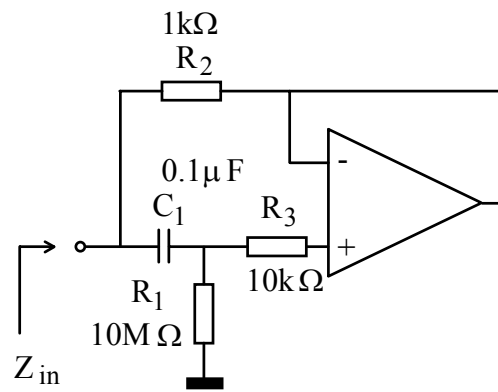


Fig. 15.52.

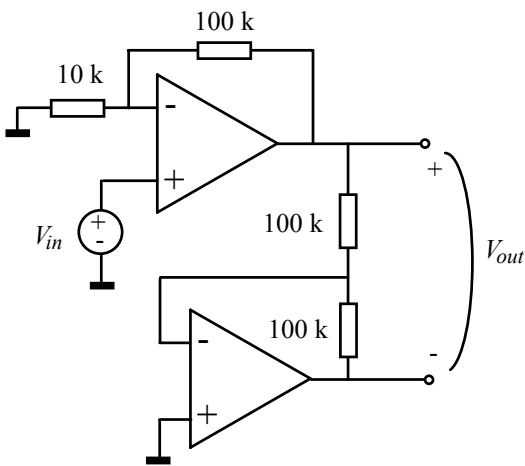


Fig. 15.53.

P 15.12. Calculați amplificarea  $V_{out}/V_{in}$  pentru circuitul din Fig. 15.53; amplificatoarele operaționale sunt ideale.

P 15.13. Calculați impedanța de intrare a circuitului din Fig. 15.54 și arătați că el poate fi utilizat pentru simularea de inductanțe. Dacă  $R = R_1 = 1k\Omega$  și  $C = 10\text{ nF}$ , determinați mărimea inductanței și factorul de calitate care s-ar obține lucrându-se la o frecvență de rezonanță de 1 kHz.

P 15.14. Determinați amplificarea în funcție de frecvență a circuitului din Fig. 15.55 și propuneți aplicații ale circuitului.

P 15.15. Arătați că circuitul din Fig. 15.56 funcționează ca un integrator neinversor.

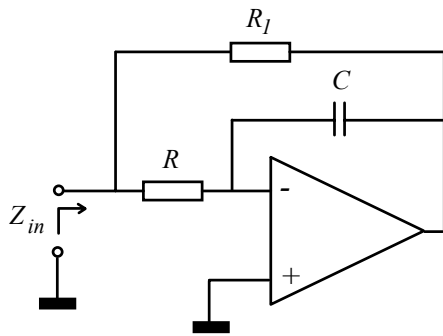


Fig. 15.54.

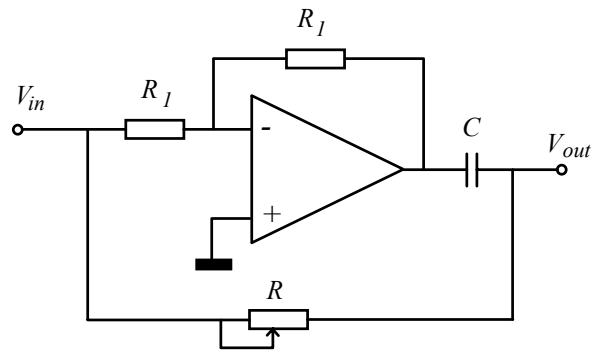


Fig. 15.55.

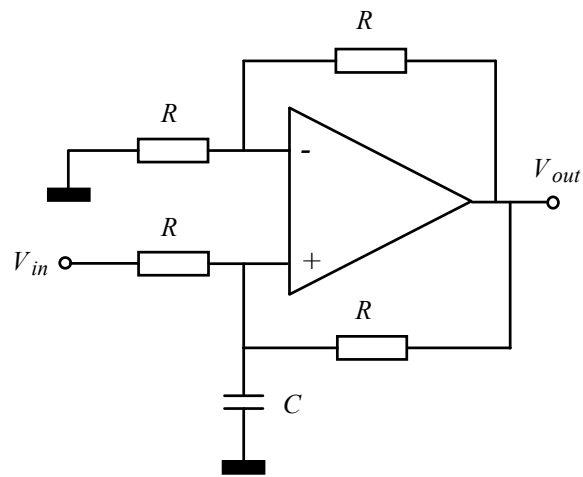


Fig. 15.56.



## Lucrare experimentală

### Experimentul 1. Testarea unui amplificator operațional în buclă deschisă

Pe planșetă aveți un amplificator operațional 741 în capsulă DIP (dual în line) cu 8 sau 14 pini; semnificația acestora este arătată în Fig. 15.57 a), în vedere de sus. Pentru început nu veți aplica nici un fel de reacție negativă, intrarea inversoare va fi legată la masă iar potențialul celeilalte intrări îl veți modifica fin cu ajutorul unui potențiomtru POT1 (desenul b) și veți observa ce se întâmplă cu potențialul ieșirii. Alimentați mai întâi planșeta **diferențial** de la două surse de alimentare de +12 V și -12 V. Rotiți butonul potențiometrului POT1 între pozițiile extreme și apoi lăsați-l la jumătatea distanței dintre ele. Conectați între masă și cursorul potențiometrului POT1 un voltmetru și reglați poziția celuiilalt potențiomtru, POT2, astfel încât voltmetrul să arate o tensiune cât mai apropiată de zero. În acest mod ați aranjat ca potențiometrul POT1 să producă o excursie de potențial a cursorului său **aproximativ simetrică în jurul valorii zero**. Rotiți butonul lui POT1 și verificați acest lucru; notați-vă limitele între care evoluează potențialul.

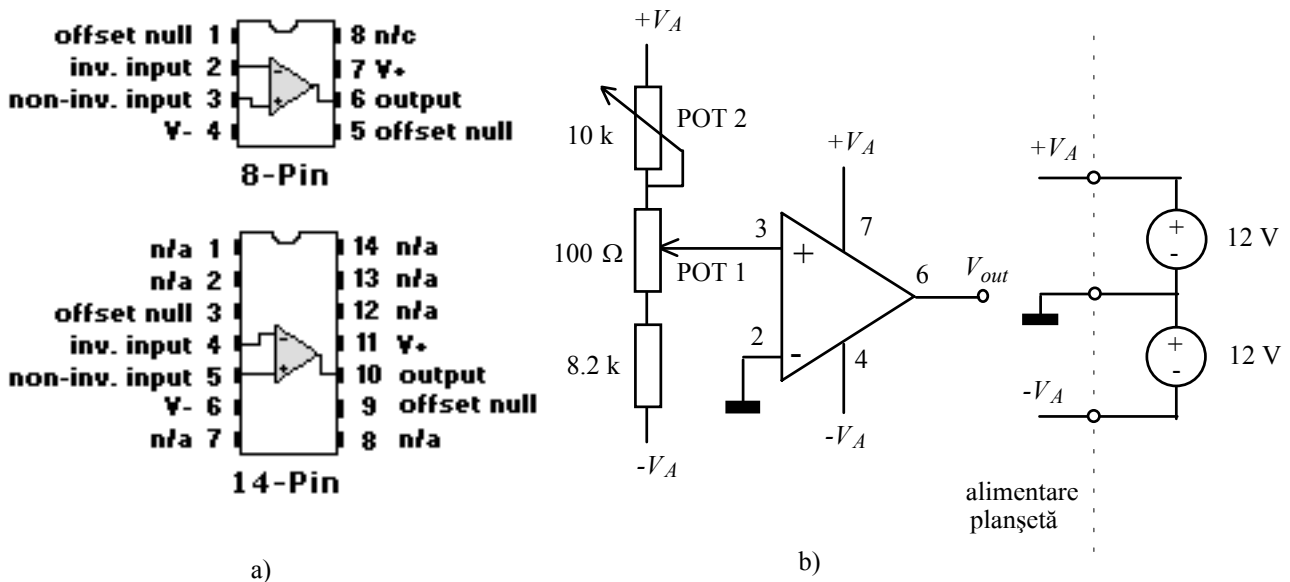


Fig. 15.57.

Puteți investiga acum comportarea amplificatorului operațional "în buclă deschisă". Deoarece voltmetrul nu este suficient de rapid, veți urmări potențialul ieșirii **cu osciloscopul**. Aveți grijă ca intrarea sa să fie cuplată în "curent continuu" (DC) și aranjați poziția pe axa Y astfel încât linia de zero volți să fie la jumătatea ecranului. Selectați sensibilitatea astfel încât să puteți vizualiza potențialele surselor de alimentare. Acum cuplați sonda la ieșirea amplificatorului operațional. La ce potențial se află aceasta ? Încercați să aduceți la zero potențialul ieșirii rotind butonul potențiometrului POT1. Ce constatați ? Explicați acest lucru pornind de la faptul că amplificarea AO în buclă deschisă, la frecvența zero, este tipic de 200 V pe mV (minimum 50 V pe mV).

Încercați acum să faceți potențialul intrării neinversoare "exact egal cu zero", legînd intrarea cu un fir la masă. Ce se întâmplă cu potențialul ieșirii ? Explicați acest lucru aducîndu-vă aminte că nu aveți de-a face cu unamplificator operațional ideal. Care dintre neidealități produce acest efect ?

## Experimentul 2. Amplificatorul inversor

### a) Regimul liniar

Aveți realizat pe planșetă un amplificator inversor (Fig. 15.58). Cunoscând valorile rezistențelor  $R_1$  și  $R_2$  (de toleranță +/- 1%), calculați ce amplificare va avea montajul. Alimentați planșeta și excitați amplificatorul cu generatorul de semnal triunghiular, stabilind o amplitudine la intrare de  $1\text{ V}_{\text{V}}$ . Verificați cu osciloscopul la ieșire dacă forma de undă este distorsionată. Se comportă liniar amplificatorul? Determinați amplificarea și comparați-o cu cea calculată din valorile rezistențelor. Conectați acum sonda la **intrarea inversoare a amplificatorului operațional**. Cît este acolo potențialul? Explicați de ce.

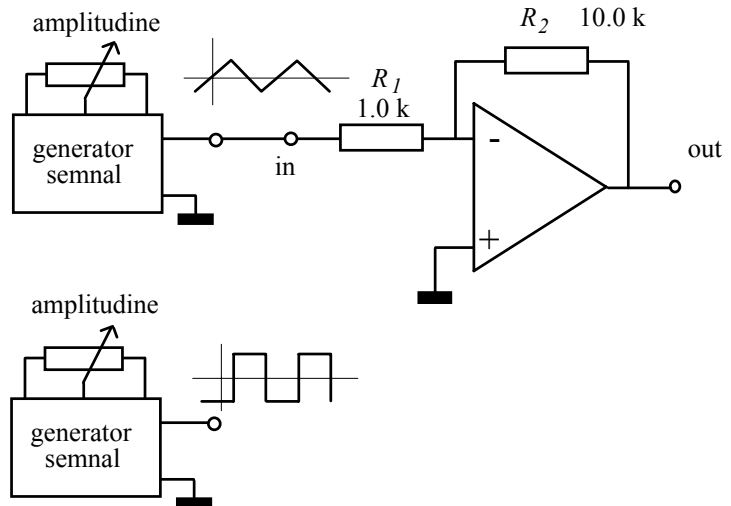


Fig. 15.58.

Măsurăți impedanța de intrare a circuitului. Pentru aceasta, intercalați între circuit și generatorul de semnal o rezistență de  $1\text{ k}\Omega$ . Încercați apoi să estimați impedanța de ieșire. Pentru aceasta, micșorați mai întâi amplitudinea semnalului de excitație astfel încât amplitudinea la ieșire să coboare la  $1\text{ V}_{\text{V}}$  și apoi conectați o rezistență de sarcină de  $100\ \Omega$ . Dacă ați uitat cum puteți să deduceți valoarea impedanței de ieșire, revedeți lucrarea experimentală de la Capitolul 10.

### b) Părăsirea regimului liniar

Desfaceți rezistența de sarcină de la ieșire. Cu osciloscopul cuplat la ieșire, creșteți progresiv amplitudinea semnalului de excitație. Ce se întâmplă cu forma de undă când semnalul de intrare devine prea mare? Desenați pe caiet forma de undă de la ieșire. La ce valori se limitează aceasta? Care dintre etajele amplificatorului operațional produce această limitare? Ați văzut că în regim liniar intrarea inversoare este punct de masă virtuală (potențial nul constant). Ce se întâmplă cu potențialul acestei intrări acum când ieșirea ajunge în limitare? Desenați forma de undă a potențialului acestei intrări și explicați-o.

Reduceți amplitudinea semnalului de la intrare pînă când semnalul la ieșire coboară la  $10\text{ V}_{\text{V}}$  și amplificatorul operațional nu mai ajunge în limitare de tensiune. Cuplați acum rezistența de sarcină de  $100\ \Omega$  și observați ce se întâmplă cu forma de undă de la ieșire. Explicați limitarea care apare. Pînă la ce curent de ieșire maxim funcționează liniar amplificatorul operațional cu care lucrați? Verificați din nou dacă intrarea inversoare mai este punct de masă virtuală și formulați o concluzie.

Ați văzut că părăsirea regimului liniar poate avea loc datorită unei **excursii de tensiune prea mare** la ieșire sau datorită unui **curent prea mare** cerut la ieșire. Mai există, însă, un mod în care AO iese din regimul liniar. Desfaceți rezistența de sarcină. Schimbați acum forma semnalului cu care excitați circuitul, conectînd generatorul de semnal dreptunghiular. Stabiliți un semnal de intrare de  $1\text{ V}_{\text{V}}$  și calculați cît ar trebui să fie amplitudinea la ieșire (ați determinat anterior amplificarea). Ar trebui să intre etajul final în limitare? Priviți forma de undă de la ieșire. În primul moment ați putea crede că distorsiunea se datorează benzii de trecere finite. Dacă ar fi așa, circuitul ar funcționa în continuare **liniar** adică o creștere a amplitudinii la intrare ar determina o creștere corespunzătoare a amplitudinii de la ieșire. Încercați să măriți semnalul de intrare. Ce se întâmplă cu semnalul de la ieșire? Funcționează liniar circuitul?

Observați că viteza de variație a tensiunii de la ieșire **nu depinde de amplitudinea de la intrare**. Măsurați-o, este valoarea maximă la care poate ajunge amplificatorul operațional cu care lucrați. Verificați și acum ce se întâmplă cu intrarea inversoare, mai este punct de masă virtuală ?

Dacă micșorați gradual amplitudinea de la intrare, la o anumită valoare amplificatorul operațional iese din funcționarea sa neliniară. Începând de la acest nivel în jos, circuitul se comportă liniar, amplitudinea de la ieșire fiind proporțională cu amplitudinea de la intrare. Aceasta nu înseamnă că la ieșire vom obține semnal dreptunghiular, circuitul are o bandă de trecere finită și se comportă ca un filtru trece jos. Desenați forma de undă de la ieșire, în aceste condiții. Comparați-o cu cele pe care le-ați obținut la studiul filtrului RC trece jos. Ați putea estima banda de trecere a circuitului ?

**c) Micșorarea benzii de trecere a circuitului**

Așa cum am văzut în textul capitolului, banda de trecere a circuitului se poate calcula cu formula  $f_c = f_u \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2}$  unde  $f_u$  este frecvența (banda de trecere) unitară a amplificatorului operațional (1 MHz pentru 741). Calculați cât ar trebui să fie banda de trecere a circuitului inversor pe care îl aveți realizat. Este apropiată estimarea (grosieră) de la punctul precedent de această valoare calculată ?

În unele aplicații, banda de trecere a circuitului inversor trebuie micșorată suplimentar, fie pentru reducerea zgomotului, fie pentru îmbunătățirea stabilității. Această micșorarea a benzii de trecere se realizează simplu prin conectarea unui condensator  $C$  în paralel cu rezistența de reacție  $R_2$ , ca în Fig. 15.59. Astfel, frecvența de tăiere a filtrului trece-jos obținut este exprimată prin  $f_c = 1/(2\pi R_2 C)$ . Pe planșetă aveți un condensator de 100 nF. Calculați la cât se reduce banda de trecere la conectarea acestui condensator.

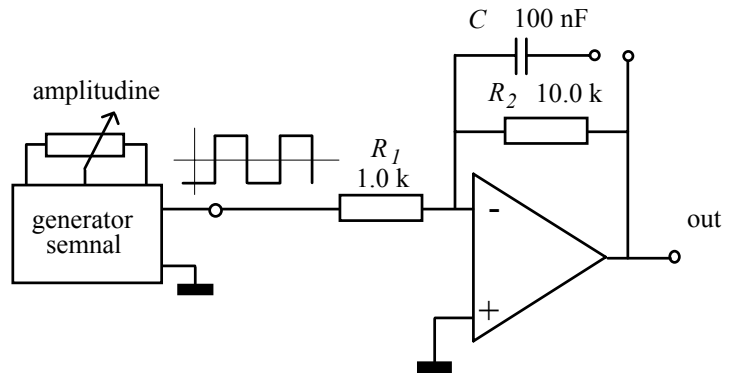


Fig. 15.59.

Reluați ultima parte a secțiunii b), în care excitați circuitului cu semnal dreptunghiular, suficient de mic pentru a nu intra în limitarea datorită vitezei de creștere (SR) finite a AO. Verificați că sunteți în regim liniar prin modificarea amplitudinii de la intrare și urmărirea modificării amplitudinii la ieșire. Apoi, conectați condensatorul  $C$  în paralel cu rezistența de reacție. Ce se întâmplă cu viteza de răspuns a circuitului ? (dacă semnalul de la ieșire a devenit prea mic, puteți să creșteți nivelul la intrare, asigurându-vă că circuitul funcționează încă liniar). Estimați, din timpul de creștere al exponențialei, noua lărgime de bandă a circuitului.

**Experimentul 3. Amplificatorul neinversor de semnal alternativ**

În Fig. 15.60 aveți un amplificator neinversor. Deoarece la aplicațiile de curent alternativ puteți mai ușor să greșiți, am ales să investigăm tocmai acest caz; pentru aceasta, la intrarea sa a fost intercalat un **condensator de separare**. Calculați cât ar trebui să fie amplificarea sa, cunoscând valorile rezistențelor  $R_1$  și  $R_2$ . Fără să legați rezistorul  $R_3$  între intrarea neinversoare a AO și masă, alimentați planșeta și vedeți, cu osciloscopul, starea în care se află ieșirea. Legați acum între intrarea neinversoare a AO și masă rezistorul  $R_3$ . Ce se întâmplă acum cu potențialul ieșirii ? Formulați o concluzie.

Excitați intrarea circuitului cu un generator de semnal sinusoidal de amplitudine  $1\text{ V}_{\text{V}}$  și frecvență  $1\text{ kHz}$ . Verificați că circuitul funcționează liniar și măsurați amplificarea sa. Comparați-o cu cea calculată din valorile rezistoarelor și identificați cauza neconcordanței exacte.

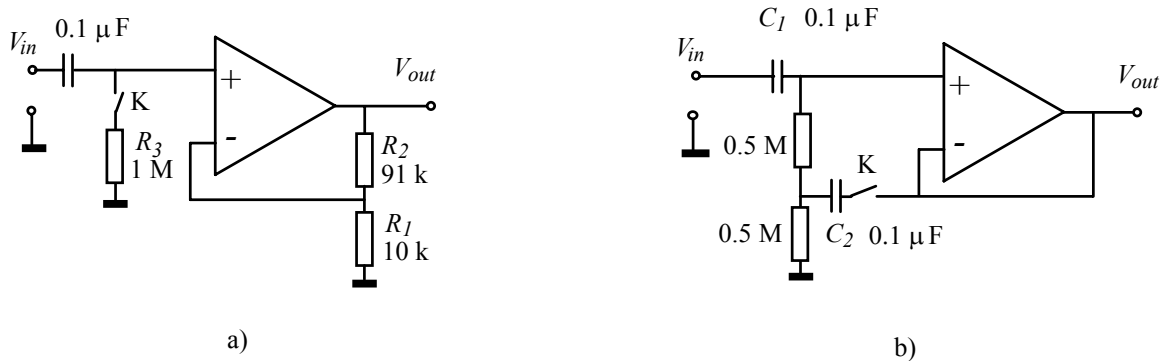


Fig. 15.60.

Intercalați acum între intrare și generatorul de semnal o rezistență de  $1\text{ M}\Omega$  și determinați **impedanța de intrare** a circuitului. (Efectuați măsurători numai la ieșirea generatorului de semnal și la ieșirea AO, unde impedanțele sunt mici !) Explicați valoarea pe care ați obținut-o. Utilizând aceeași tehnică ca la experimentul precedent, estimați experimental mărimea **impedanței de ieșire**.

Modificați apoi circuitul, ca în Fig. 15.60 b), fără ca întrerupătorul K să fie în conducție. Ce amplificare are acum circuitul ? Măsurați din nou impedanța de intrare. Interpretați rezultatul obținut. Legați acum condensatorul  $C_2$  la ieșirea amplificatorului operațional, realizând un **bootstrap**. Reluați măsurarea impedanței de intrare. Justificați rezultatul obținut și formulați o concluzie.

#### Experimentul 4. Curenții de polarizare a intrării și tensiunea de decalaj (offset)

##### a) Curenții de polarizare a intrării AO

Începeți cu repetorul neinversor din Fig. 15.61 a). Justificați, fără să faceți calcule, că amplificarea sa este unitară oricare ar fi poziția potențiometrului. Deoarece intrarea repetorului este legată la masă, singura tensiune "amplificată cu unu" este tensiunea de decalaj de la intrare,  $V_{OS}$ . Cum aceasta este de maximum  $5\text{ mV}$ , cu atât contribuie această neidealitate la tensiunea de ieșire.

Alimentați planșeta și conectați un voltmetru de curent continuu la ieșirea AO. Urmăriți indicația acestuia în timp ce

modificați poziția potențiometrului POT 1, variind rezistența din reacție între  $1\text{ M}\Omega$  și o valoare aproape nulă. Cum amplificarea a rămas tot timpul unitară, eroarea de tensiune de la ieșire **nu se datorează tensiunii de decalaj**  $V_{OS}$  ci este produsă de curentul de intrare în intrarea inversoare a AO. Determinați sensul acestui curent (intră sau iese din AO ?). Cu ce tip de tranzistoare (nnp sau pnp) este realizat etajul de intrare ? Calculați, apoi, valoarea curentului de polarizare al intrării.

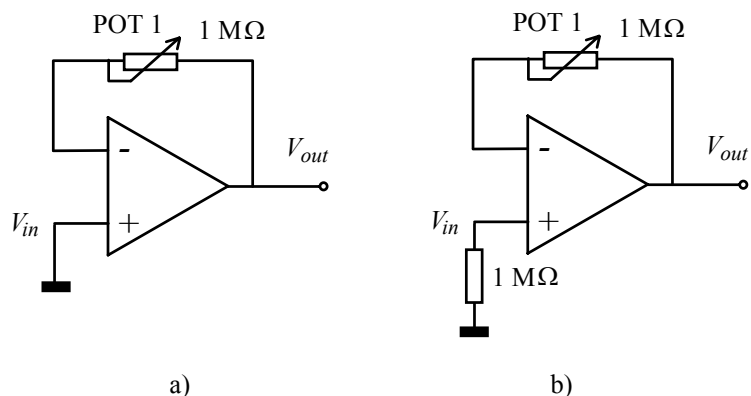


Fig. 15.61.

Lăsați potențiometrul pe poziția de rezistență maximă (1 MΩ) și măsurați din nou eroarea de la ieșire. Încercați apoi să diminueți această eroare prin tehnica descrisă în textul capitoului: intercalarea în calea curentului de la cealaltă intrare a AO a unei rezistențe de valoare egală (desenul b). La cât se reduce acum eroarea de tensiune de la ieșire ? De ce nu se anulează complet ? (nu dați vina numai pe valoarea rezistențelor, am avut grijă să le împerechem cu precizie de 1 %). Puteți estima decalajul de curent  $I_{OS}$  ?

**b) Tensiunea de decalaj**

Înlocuiți acum rezistența de reacție de valoare mare cu un divizor ca în Fig. 15.62. Puteți să interpretați circuitul ca unul neinversor, care are intrarea legată la masă. Calculați amplificarea sa. Ați măsurat curentul de polarizare al intrării la paragraful precedent; cu această valoare, estimați efectul acestuia pentru circuitul de care ne ocupăm acum. Alimentați planșeta și măsurați tensiunea de ieșire, care pentru un AO ideal ar trebui să fie nulă. Puteți da vina numai pe curentul de polarizare ?

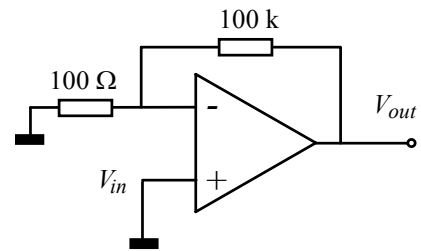


Fig. 15.62.

Eroarea de la ieșire este produsă acum practic în totalitate de tensiunea de decalaj  $V_{OS}$ , care este acum amplificată cu amplificarea mare pe care tocmai ați calculat-o. Așa că puteți să determinați valoare  $V_{OS}$ . Are vreun rost să ne ocupăm și de sensul acesteia ? De ce ?

**c) Echilibrarea decalajului**

Aveți gata realizat pe planșetă un circuit ca cel din Fig. 15.63. Amplificatorul operațional este de același tip cu cel la care tocmai ați măsurat curentul de polarizare, decalajul de curent și decalajul de tensiune. Cu aceste date, încercați să estimați eroarea totală de la ieșire (cazul cel mai defavorabil, când efectele se adună).

Așa cum recomandă fabricantul, a fost montat un potențiomtru cu care veți încerca să echilibrați circuitul și să compensați astfel efectul aceste neidealități. Cuplați la ieșire un voltmetru și măsurați potențialul acesteia. Rotiți apoi cursorul potențiometrului, încercând să aduceți tensiunea de ieșire cât mai aproape de zero. Se păstrează această echilibrare în timp ? Încercați să încălziți puțin amplificatorul operațional și observați ce se întâmplă.

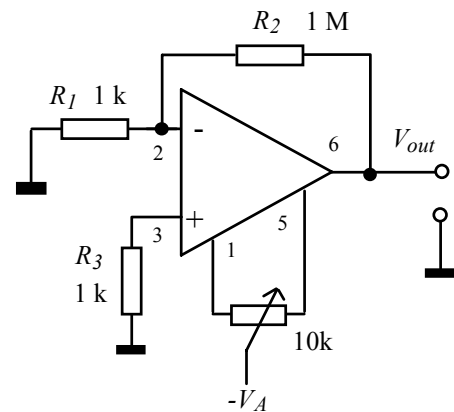


Fig. 15.63.

**Experimentul 5. Convertor curent-tensiune pentru fotodiodă**

Aveți pe planșetă (Fig. 15.64 a) o fotodiodă PD montată într-o incintă opacă ce împiedică lumina ambiantă să ajungă la ea. În aceeași incintă sunt montate doua diode luminescente (LED-uri), astfel încât fotodioda să primească lumină de la amîndouă. Intensitatea luminii emise de cele două LED-uri poate fi controlată electronic, prin intermediul tensiunilor  $V_{com1}$  și  $V_{com2}$ . În desenul b) este figurat modul de realizare a circuitelor cu care se comandă aprinderea LED-urilor: o sursă de curent construită în jurul unui tranzistor NPN.

**a) Operarea fotodiodei pe o rezistență de sarcină**

Alimentați planșeta și, după ce ați îndepărtat capacul incintei, verificați vizual că tensiunile  $V_{com1}$  și  $V_{com2}$  controlează intensitatea luminii emise de LED-uri. Pentru aceasta, utilizați tensiunea continuă obținută cu potențiometrele POT1 și POT2.

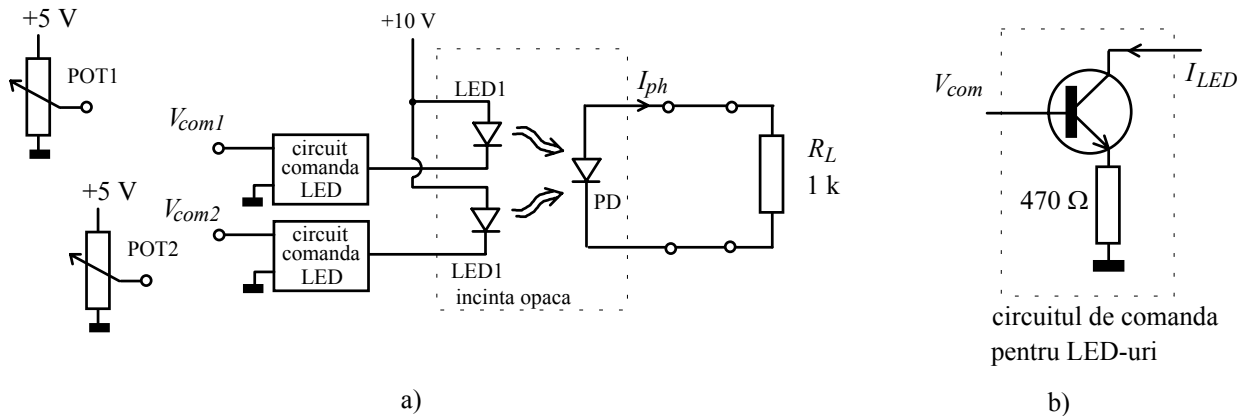


Fig. 15.64.

După ce v-ați convins că totul funcționează, montați din nou capacul incintei. Comandați acum aprinderea LED-ului 1 cu o tensiune periodică triunghiulară obținută de la generatorul de pe planșetă, fără ca al doilea LED să fie aprins. Legați la capetele fotodiodei o rezistență de sarcină  $R_L$  de 1 k $\Omega$  și vizualizați cu osciloscopul forma de undă a tensiunii. Desenați-o pe caiet.

Aprindeți acum și celălalt LED, comandându-l cu o tensiune continuă reglabilă, obținută de la potențiometrul POT1. Știți că **intensitățile luminoase se adună** (lumina emisă **nu este coerentă**). Ce ar trebui să facă forma de undă a tensiunii produsă de fotodiodă când modificați doar intensitatea luminii emise de LED-ul al doilea ? Ce se întâmplă în realitate ? Formulați o concluzie.

#### a) Operarea fotodiodei cu un convertor curent-tensiune

Desfaceți legăturile fotodiodei de la rezistorul de sarcină și montați-o la intrarea convertorului curent-tensiune cu amplificator operațional, care este realizat pe planșetă, ca în Fig. 15.65. Legați osciloscopul la ieșirea acestui convertor și refaceți experimentul precedent. Verificați din nou, la fel ca la punctul precedent, **liniaritatea** dependenței între iluminare și tensiunea de ieșire. Formulați o concluzie asupra fotometrului pe care l-ați realizat. De ce, totuși, forma tensiunii de ieșire a convertorului nu este aceeași cu aceea a **curentului prin LED** ?

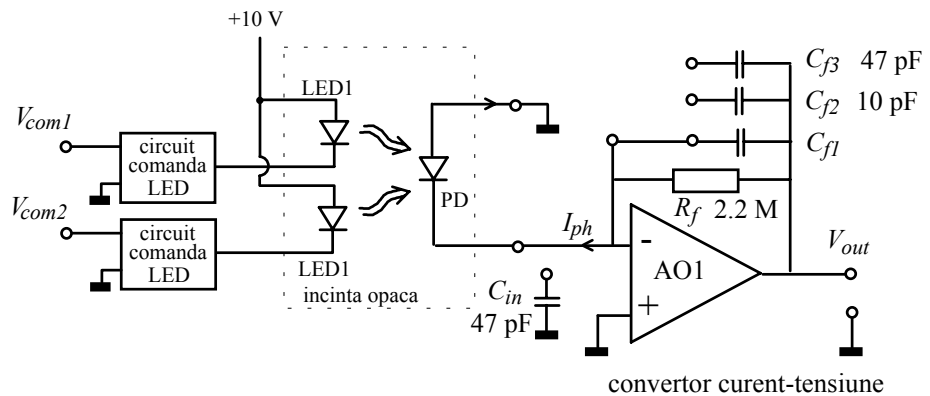


Fig. 15.65.

Convertorul curent-tensiune a fost aranjat să aibă un răspuns suficient de amortizat, prin conectarea condensatorului  $C_{f1}$  pe calea de reacție negativă. Desfaceți acest condensator și, în plus, măriți "capacitatea fotodiodei" prin conectarea în paralel pe ea a condensatorului  $C_{in}$ . Pentru a urmări răspunsul tranzitoriu al circuitului, comandați acum aprinderea LED-ului 1 cu un semnal dreptunghiular. Desenați forma răspunsului obținut. Încercați acum să amortizați acest răspuns încercând mai multe valori pentru capacitatea  $C_f$  și formulați o concluzie.

Reduceți convertorul în situația inițială, fără capacitatea  $C_{in}$  conectată la intrare și cu capacitatea  $C_{f1}$  legată în paralel pe rezistorul de reacție. Astfel, răspunsul lui va fi mai rapid.

### Experimentul 6. Sistem de control automat al iluminării

#### a) Construirea și testarea sistemului

Utilizând fotometrul construit la experimentul precedent, veți realiza acum un sistem care să controleze iluminarea **sesizată de fotodiodă** în incintă. Aprindeți numai una din fotodiode, comandând-o cu tensiune constantă și măsurați tensiunea la ieșirea convertorului curent-tensiune. Reglați tensiunea de comandă a LED-ului astfel încât tensiunea la ieșirea convertorului să fie de +1 V și notați-vă valoarea necesară pentru  $V_{com1}$ . Desfaceți potențiometrul de la comanda aprinderii LED-ului.

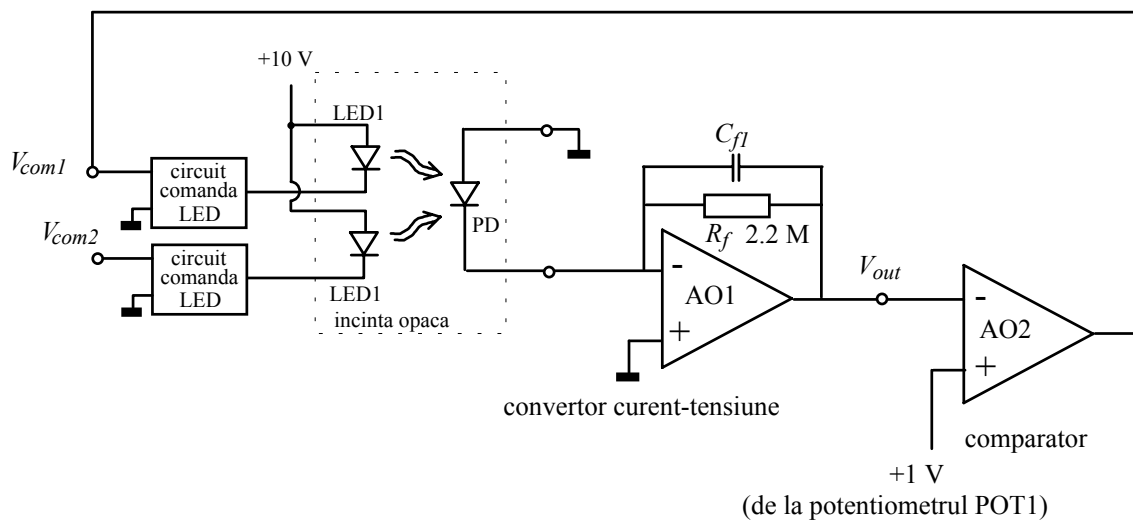


Fig. 15.66.

Construiți acum sistemul de control automat, ca în Fig. 15.66.. Pentru aceasta, aplicați ieșirea convertorului la intrarea inversoare a comparatorului realizat cu amplificatorul operațional AO2, iar la intrarea neinversoare aplicați o tensiune continuă de +1 V, obținută de la potențiometrul POT1. AO2 efectuează comparația între tensiunea programată de +1 V și tensiunea de reacție obținută de la fotometrul. Bucla nu este încă închisă deoarece rezultatul comparației (tensiunea de ieșire a lui AO2) nu poate influența iluminarea din incintă. Nu mai aveți decât să comandați cu această tensiune aprinderea LED-ului 1 și sistemul de comandă intră în funcțiune.

După ce ați realizat sistemul de control automat, testați funcționarea lui. Ați aplicat o tensiune de programare de +1V; verificați că sistemul vă ascultă și iluminarea este atât de mare încât tensiunea de ieșire a fotometrului este chiar +1 V. Știți că eroarea relativă cu care se îndeplinește această egalitate este aproximativ inversul amplificării globale pe bucla de reacție. Estimați această amplificare.

#### b) Perturbarea sistemului

Acum sstemul menține **constantă** iluminarea sesizată de fotodiodă prin alimentarea LED-ului 1 cu un curent **constant** de mărime adecvată. Încercați să perturbați sistemul, aprinzând și celălalt LED prin comanda sa cu o tensiune continuă de la POT2. Modificați această tensiune și vedeți ce se întâmplă cu iluminarea sesizată de fotodiodă. Ce face sistemul ca să mențină această iluminare constantă ? (vedeți ce-l obligă sistemul să facă pe LED-ul 1).

Ați aplicat o perturbație cu variație lentă. Încercați acum una cu variații bruște, comandând LED-ul perturbator 2 cu tensiunea periodică dreptunghiulară. Observați forma de undă a ieșirii fotometrului și explicați ce se întâmplă.

Renunțați să mai perturbați sistemul (stingeți LED-ul 2) și încercați acum altceva: să modificați rapid tensiunea de programare. Pentru aceasta, desfaceți intrarea neînversoare a lui AO2 de la potentiometru și legați-o la generatorul de semnal dreptunghiular. Vizualizați tensiunea de ieșire a fotometrului și estimați timpul de răspuns al sistemului. Gândiți-vă din nou la modul cum răspundea el la perturbații bruște.

### c) Sistemul poate deveni instabil

Până acum sistemul de control a ascultat conștiincios de tensiunea de programare; era **un sistem stabil**. Puteți să distrugeți foarte ușor această stabilitate, nu aveți decât să intercalați un circuit cu câteva filtre trece-jos în bucla de reacție, de exemplu între comparator și blocul de comandă al LED-ului, ca în Fig. 15.67. Observați ce se întâmplă și încercați să explicați.

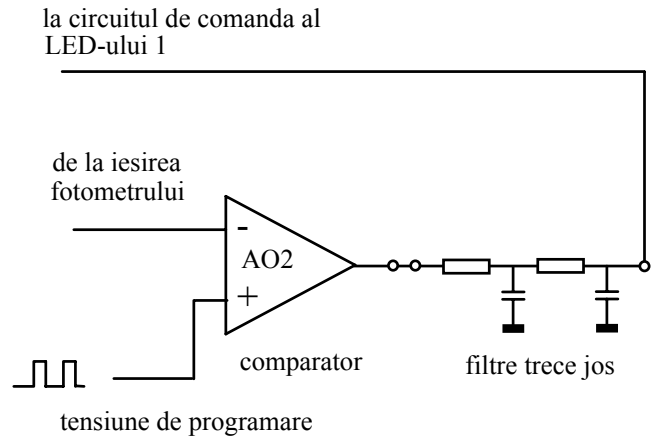


Fig. 15.67.

## Experimentul 7. Amplificatorul de instrumentație

### a) Amplificatorul diferențial

Aveți realizat pe planșetă (Fig. 15.68 a) o structură de amplificator diferențial. Rezistoarele montate sunt în gama de toleranță +/- 1 %. Pentru început veți măsura amplificările pe mod diferențial și pe mod comun și veți calcula factorul de rejecție pe mod comun  $CMRR$ .

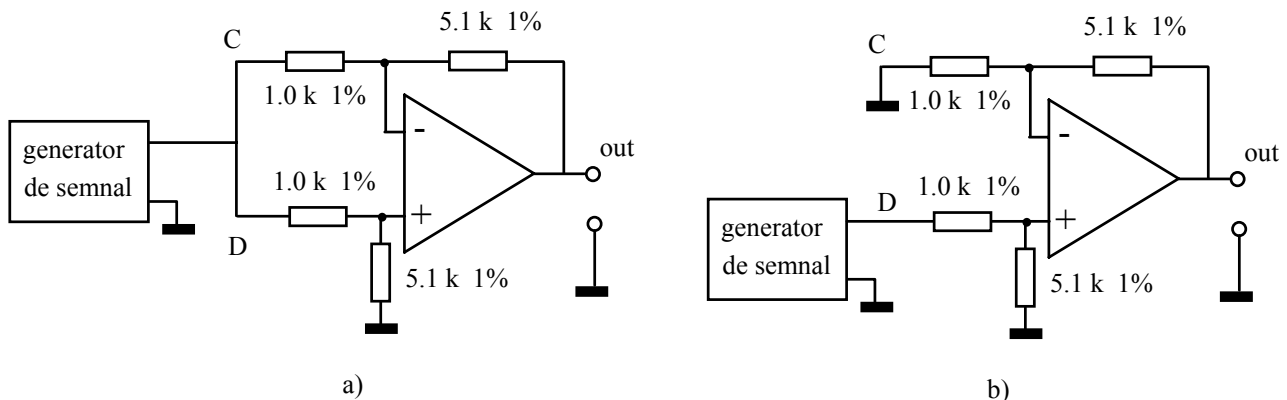


Fig. 15.68.

Pentru excitația pe mod comun legați cele două intrări C și D între ele și conectați-le la un generator de semnal sinusoidal, ca în desenul a) al figurii. Stabiliți la generator o frecvență în jur de 500 Hz și o amplitudine cât mai mare. Măsurați apoi, cu osciloscopul nivelul semnalului la ieșire și determinați modulul amplificării pe mod comun  $A_{CM}$ .

Excitația pur diferențială este mai greu de realizat; veți excita etajul **mixt**, legând o intrare la masă și aplicând tensiunea de intrare la cealaltă intrare, ca în desenul b). În acest mod, veți avea o tensiune de intrare



de mod comun egală cu media  $(V_{in} + 0)/2 = V_{in}/2$ . Stabiliți o tensiune la generatorul de semnal  $V_{in}$  cu amplitudinea de  $0.1 V_{VV}$ . Cunoașteți amplificarea pe mod comun; calculați ce efect va avea aceasta la ieșire. Măsurați acum tensiunea de ieșire. Cum este aceasta față de contribuția pe mod comun pe care tocmai ați calculat-o ? Ținând seama că tensiunea de intrare diferențială este tocmai  $V_{in}$ , determinați amplificarea pe mod diferențial  $A_{dif}$ . Puteți calcula acum factorul de respingere  $CMRR$  ca raport al amplificărilor pe mod diferențial și comun. Exprimați-l și în decibeli.

**b) Mărirea respingerii prin ajustarea rezistențelor**

Valoarea factorului de respingere este limitată de imprecizia împerecherii rezistoarelor. Puteți diminua amplificarea pe mod comun prin ajustarea fină a acestor rezistențe. Pentru aceasta, legați în paralel cu rezistoarele de  $5.1 k\Omega$  rezistențele reglabile (potențiometre) POT1 și POT2, ca în Fig. 15.69. Excitați din nou etajul pe mod comun și conectați osciloscopul la ieșire. Stabiliți poziția unuia dintre potențiometre la jumătatea cursei și ajustați poziția celuilalt pînă cînd amplitudinea tensiunii de ieșire trece printr-un minim. Estimați din nou  $A_{CM}$  și factorul de respingere.

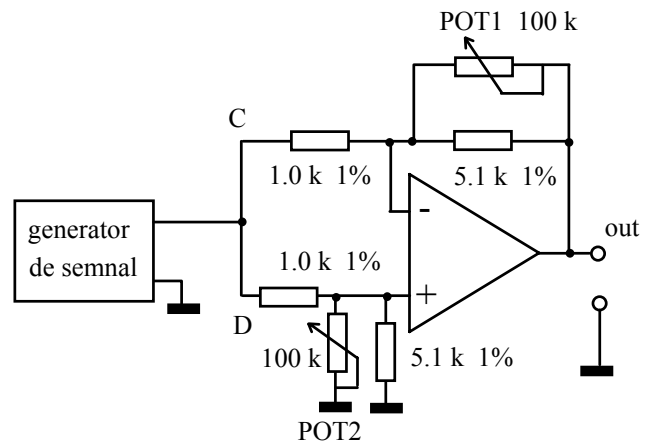


Fig. 15.69.

**c) Amplificatorul de instrumentație; măsurarea performanțelor**

Renunțați la potențiometrele cu care ați micșorat amplificarea pe mod comun și rămîneți numai cu factorul de respingere asigurat de împerecherea în 1 % a celor patru rezistențe fixe. Legați acum etajul diferențial, pe care l-ați studiat, la ieșirea unui etaj de intrare, ca în Fig. 15.70 realizînd un **amplificator de instrumentație**. La punctul M veți găsi întodeauna o tensiune egală cu **tensiunea de intrare pe mod comun** (justificați!).

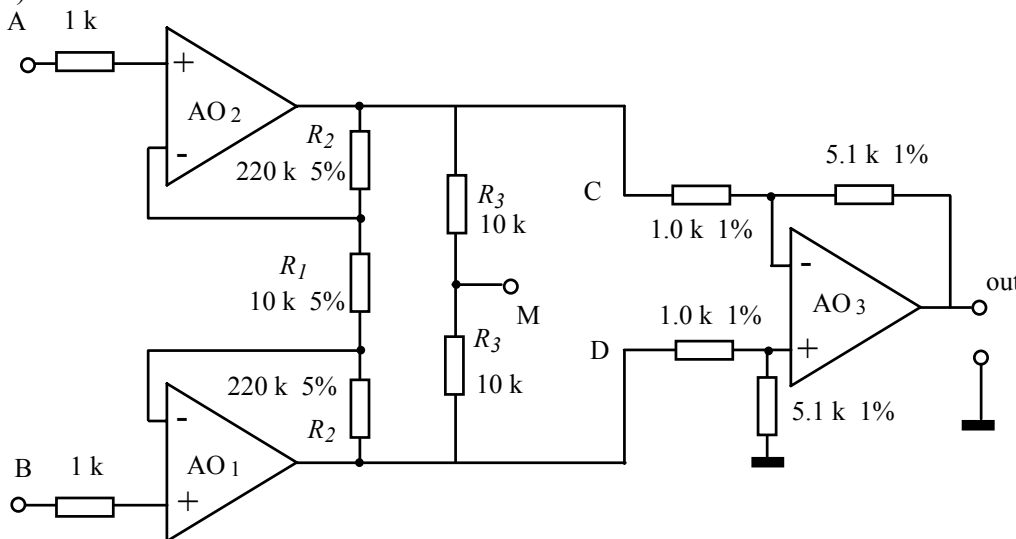


Fig. 15.70.

Intrările în amplificatorul de instrumentație sunt nodurile A și B. Procedați ca la punctul a) al experimentului și determinați amplificarea pe mod comun. **Generatorul de semnal trebuie să poată furniza curentul continuu de polarizare a intrărilor (nu trebuie să aibă condensator de separare).**

Determinați, apoi, amplificarea pe mod diferențial și factorul de rejecție pe mod comun. Cît este amplificarea pe mod diferențial furnizată **numai** de etajul de intrare ? De cîte ori a crescut factorul de rejecție în comparație cu etajul diferențial considerat separat ?

### Experimentul 8. Utilizarea amplificatorului de instrumentație la măsurarea semnalelor bioelectrice

Veți folosi amplificatorul de instrumentație pe care tocmai l-ați realizat pentru a vizualiza pe osciloscop semnalul bioelectric produs de inimă (electrocardiograma), care are un nivel de ordinul a 1 mV.. Dificultatea majoră în astfel de măsurători este **curentul alternativ indus parazit** prin corpul subiectului datorită cuplajului capacitiv cu firul de "fază" al rețelei de alimentare cu energie electrică (220V<sub>ef</sub>, 50 Hz). Acest curent are valori de ordinul a 1  $\mu$ A; dacă se leagă la pămînt corpul subiectului cu o rezistență de 100 k $\Omega$ , acest curent determină o **tensiune parazită de mod comun** de ordinul a 100 mV, de 100 de ori mai mare decît semnalul util.

#### a) Punerea în evidență a semnalului perturbator de mod comun

Legăți intrările amplificatorului diferențial între ele și apoi la un vas metalic cu soluție de clorură de sodiu. Un alt vas similar este legat la masă printr-o rezistență de 100 k $\Omega$ . Conectați apoi osciloscopul în punctul M pentru a vizualiza tensiunea de mod comun. Prin intermediul masei osciloscopului, masa amplificatorului este deja legată la pămînt. Vasele cu soluție de clorură de sodiu au rolul de a realiza o rezistență de contact mică.

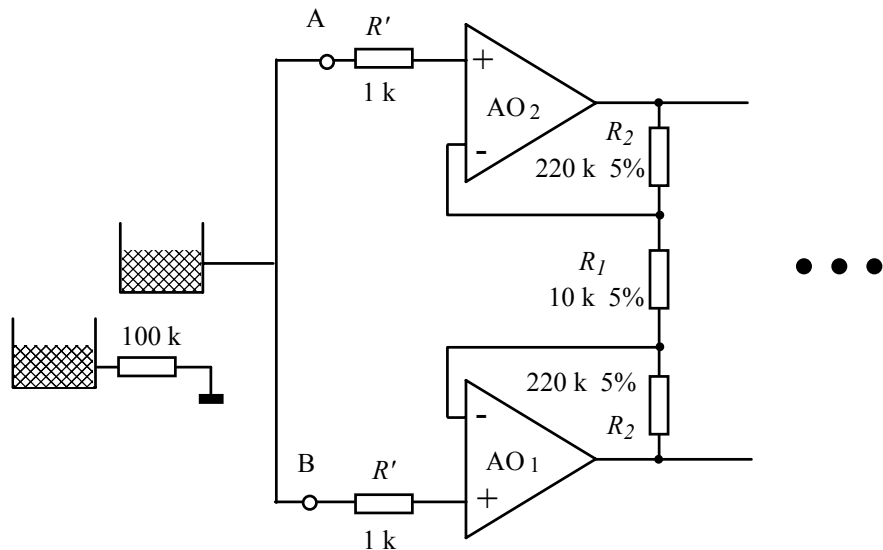


Fig. 15.71.

Cufundați degetul arătător de la o mînă în vasul legat la intrările amplificatorului și degetul mare în vasul legat la masă.. Observați pe osciloscop tensiunea de mod comun, măsurați nivelul său și estimați valoarea curentului perturbator indus. Măsurați, de asemenea, efectul acestei perturbării produs la ieșirea amplificatorului

#### b) Efectul de divizor

Tensiunea perturbatoare de mod comun apare la ieșirea amplificatorului înmulțită cu amplificarea de mod comun, care este mică (ați măsurat-o la experimentul precedent). Dacă însă cele două impedențe de contact între intrările amplificatorului și corpul subiectului **nu sunt egale**, o parte din tensiunea perturbatoare apare ca semnal diferențial. Pentru a simula inegalitatea impedanțelor de contact, vom face rezistențele  $R'$  să difere semnificativ, intercalînd o rezistență de 50 k $\Omega$  pe una din intrări, ca în Fig. 15.72. Reluați experimentul de la punctul precedent.

Se modifică tensiunea de mod comun (măsurată în punctul M) ? Vedeți acum ce se întâmplă la ieșirea amplificatorului. De unde apare această tensiune ? Comparați-o cu cea care va fi produsă de semnalul bioelectric (acesta are în jur de 1mV iar amplificarea pe mod diferențial o cunoașteți).

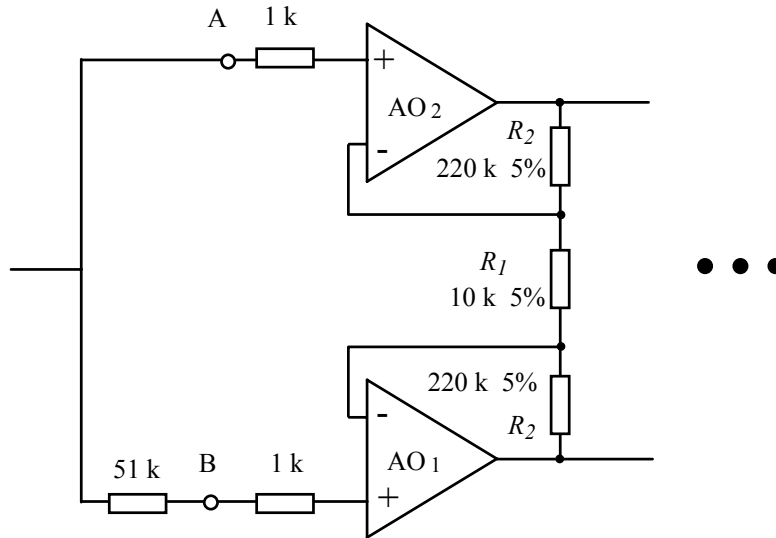


Fig. 15.72.

**c) Vizualizarea electrocardiogramei**

Desfaceți intrările amplificatorului de instrumentație și conectați-le, ca în Fig. 15.73 la câte un vas cu soluție salină. Legați apoi osciloscopul la ieșirea amplificatorului. Introduceți acum arătătoarele de la cele două mâini în vasele legate la intrări în timp ce degetele mari sunt cufundate în vasul legat la masă. Pe ecranul osciloscopului va trebui să apară semnalul electric produs de inimă, cu frecvență între 1 și 2 Hz Suprapus peste el veți avea semnalul perturbator de 50 Hz. Este semnalul perturbator la fel de mare ca la punctul a) al experimentului, când nodurile A și B erau legate împreună ? Justificați perturbația suplimentară apărută și propuneți metode de reducere.

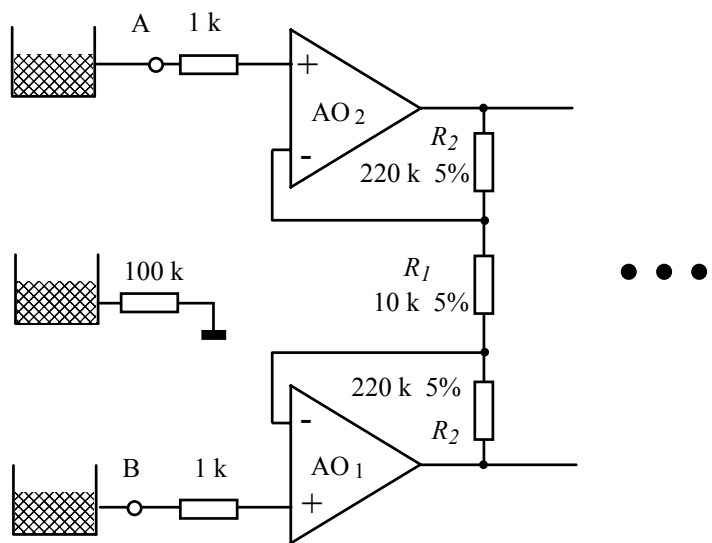


Fig. 15.73.

## Pagină distractivă

Cît de teoretică este electronica predată pe la noi (chiar și atunci cînd se autointitulează aplicată) se poate constata privind la un caiet de lucrări de laborator<sup>2</sup>. În capitolul "Circuite cu amplificatoare operaționale" se calculează amplificarea și impedanțele cu reacție luînd în considerație **simultan** impedanța de intrare finită a AO, impedanța sa de ieșire nenulă, precum și amplificarea finită și dependentă de frecvență. Astfel, calculul impedanței de ieșire a unui circuit cu AO în configurație neinversoare, arată spre final așa:

$$e_1 = \frac{e_{in} [(Z_f \parallel (Z_1 + R_f))] }{Z_f + Z_f \parallel (Z_1 + R_f)} = \frac{e_{in} Z_f (Z_1 + R_f)}{Z_f (Z_f + Z_1 + R_f) + Z_f (Z_1 + R_f)} \quad (1.25)$$

Cu alte cuvinte curentul de ieșire poate fi exprimat în funcție de

$$e_{in} \text{ (pentru } R_o \text{ egal cu zero) astfel:}$$

$$i_{ieș} = \frac{-A_o(\omega) Z_1 Z_f e_{in}}{Z_{ieș.1} [Z_f (Z_f + Z_1 + R_f) + Z_f (Z_1 + R_f)]} \quad (1.26)$$

Înlocuind (1.26) în (1.22) rezultă:

$$Z_{ieș} = \frac{Z_{ieș.1} [(Z_f (Z_f + Z_1 + R_f) + Z_f (Z_1 + R_f))] e_{ieș}}{-A_o(\omega) Z_1 Z_f e_{in}} \quad (1.27)$$

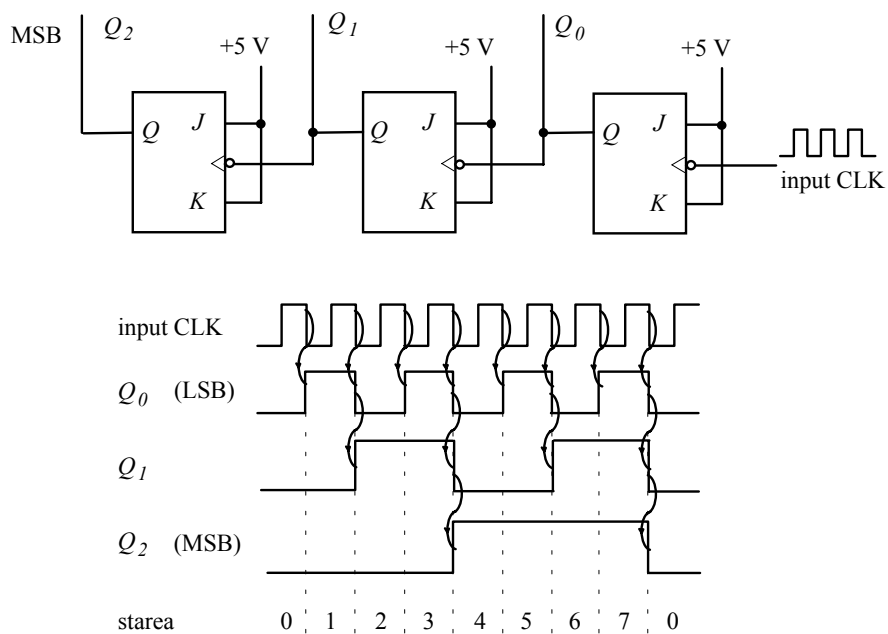
Forma finală a lui  $Z_{ieș}$  se obține substituind în (1.23) pe  $\frac{e_{ieș}}{e_{in}}$  cu expresia (1.6):

$$Z_{ieș} = \frac{Z_{ieș.1} [Z_f (Z_f + Z_1 + R_f) + Z_f (Z_1 + R_f)] [A_o(\omega) Z_1 Z_f - Z_{ieș.1} (Z_1 + R_f)]}{A_o(\omega) Z_1 Z_f [Z_f (Z_f + Z_{ieș.1} + Z_1 + R_f) + (Z_f + Z_{ieș.1}) (Z_1 + R_f) + A_o(\omega) Z_1 Z_f]} \quad (1.28)$$

Rezultatul este atît de inutil de complicat, încît nu am fi avut niciodată răbdarea să-l transcriem; noroc că s-a inventat, între timp, scannerul. După multe pagini pline cu astfel de calcule (pentru că mai există și configurația inversoare !) nu veți găsi nici cea mai mică informație măcar despre ordinul de mărime al impedanței de ieșire a tipurilor de amplificatoare utilizate frecvent. Decît că e "foarte mică". Cam firavă concluzie pentru așa desfășurare de forță algebrică. Și aceasta într-un caiet de laborator de electronică aplicată. Cum o fi arătînd un curs de electronică "ne-aplicată" nu mai avem curajul să ne întrebăm.

<sup>2</sup> \*\*\*, "Electronică aplicată - Lucrări de Laborator", Universitatea București, 1993.

## Circuite digitale



Introducere 382

A. Semnale analogice și digitale 382

B. Funcții și porți logice 385

C. Circuite integrate digitale 387

D. Utilizarea reprezentărilor în logică negativă (assertion-level logic) 393

E. Implementarea unei funcții logice oarecare 396

F. Circuite cu colectorul în gol și circuite cu trei stări 398

G. Circuite secvențiale 400

H. Automate secvențiale 404

Probleme rezolvate 412, probleme propuse 415

Lucrare experimentală 418

## Introducere

La începutul acestui capitol vă veți familiariza cu **semnalele digitale**; ele sunt mult, mult mai simple decât cele analogice, cu care ați lucrat până acum. Un semnal digital are numai două stări posibile, HIGH și LOW, așa cum un releu electromagnetic are numai două stări: anclanșat și relaxat. Aceste stări pot fi puse în corespondență cu numerele binare 0 și 1; astfel, putem construi circuite care **să efectueze calcule numerice**. De asemenea, aceste stări pot fi asimilate proprietăților de adevărat (TRUE) și fals (FALSE) ale unui enunț (propoziție). Obținem, în acest fel, circuite care pot lua decizii conform unui anumit algoritm.

Circuite care prelucrează semnale digitale (logice sau numerice) se numesc **circuite digitale sau logice** (digit înseamnă, în engleză, oricare dintre cifrele de la 0 la 9). Aceste circuite se împart în două mari categorii: combinaționale și secvențiale. Circuitele combinaționale nu au memorie și funcționarea lor poate fi descrisă prin funcții logice. Veți studia **funcțiile logice elementare** și veți învăța simbolurile utilizate pentru circuitele care le implementează, circuite numite generic **porți logice**.

Astăzi sunt utilizate practic numai circuite digitale **integrate**. Există mai multe tipuri de astfel de circuite dar două sunt familiile cu utilizarea cea mai frecventă: familia TTL (cu tranzistoare bipolare) și familia CMOS (cu tranzistoare MOS complementare). În secțiunea C veți afla mai multe despre caracteristicile acestor familii; înainte să lucrați cu ele, e bine să recitiți această secțiune.

Convenția general acceptată este ca starea de potențial ridicat (HIGH) să aibă semnificația TRUE; denumirea porților logice se face numai cu această convenție, numită **convenție de logică pozitivă**. Anumite constrângeri tehnice (printre care și caracteristica de intrare a familiei TTL) conduc la situația în care semnalul disponibil de la traductor trece în LOW atunci când apare evenimentul dorit. Din acest motiv, în multe situații este mai comod, pentru proiectant și pentru cel care trebuie să înțeleagă funcționarea circuitului, ca reprezentarea să se facă în logică negativă. Această metodă modernă și elegantă este prezentată în secțiunea D.

Când sinteza funcțiilor logice cu multe variabile de intrare este realizată cu porți logice, se ajunge la un mare număr de capsule (circuite integrate). Apariția circuitelor integrate cu un număr foarte mare de componente a făcut posibilă implementarea unei funcții logice oarecare cu un singur circuit integrat. Sunt discutate în secțiunea E numai două astfel de tehnici: implementarea cu multiplexoare și implementarea cu memorii ROM (read-only memory).

Ieșirile a două circuite digitale "obișnuite" nu pot fi legate împreună. Și totuși, pentru reducerea numărului de conexiuni, mai multe circuite digitale trebuie să "transmită" pe un același fir. Acest lucru este posibil cu circuitele de tip "open collector" și cu circuitele cu trei stări, circuite prezentate în secțiunea F.

Dacă circuitele logice secvențiale nu au memorie, circuitele **secvențiale** iau în considerație și starea logică anterioară. Pentru a înțelege modul lor de comportare trebuie să urmărim **secvența** stărilor prin care trec. Circuitul secvențial de bază este **circuitul bistabil**. În secțiunea G sunt prezentate diverse tipuri de bistabile, împreună cu aplicații tipice ale lor.

Conectarea împreună a unui registru (circuit secvențial) și a unui circuit de logică combinațională duce la realizarea unei structuri deosebit de utile, numită **automat secvențial**. Descrierea funcționării sale prin diagrama stărilor, împreună cu problema stărilor "interzise", sunt abordate în ultima secțiune.

## A. Semnale analogice și semnale digitale

Variațiile de presiune sonoră determină apariția, la ieșirea unui microfon, a unei tensiuni variabile în timp, cu o formă de undă foarte apropiată de aceea a presiunii sonore. Semnalul de la microfon este amplificat, așa cum se vede în Fig. 16.1, de către un lanț audio și tensiunea rezultată este aplicată la bornele unui difuzor. Deplasarea membranei difuzorului produce variații de presiune sonoră ce au o dependență de timp similară ca a celor pe care le-a sesizat microfonul. Toate aceste semnale sunt **analogice**, ele pot lua orice

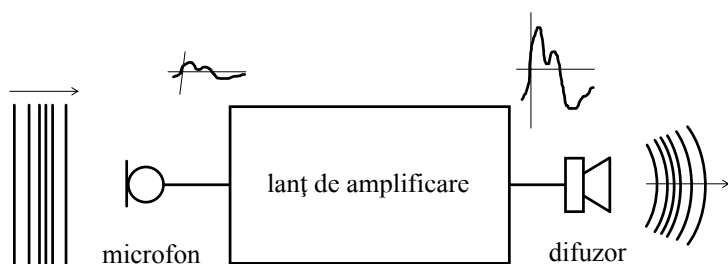


Fig. 16.1. Sistem care prelucrează semnale analogice.

valoare dintr-un anumit domeniu. Când utilizați un aparat de măsură cu ac indicator, informația pe care v-o furnizează acul indicator este, de asemenea, sub formă analogică.

Să privim acum la un circuit care trebuie să pornească un reportofon numai când nivelul sonor depășește un anumit prag (Fig. 16.2). Semnalul oferit de microfon este analogic dar, după efectuarea comparației cu

pragul impus, se obține un semnal cu numai două stări: fie nivelul sonor este mai mare decât pragul și reportofonul înregistrează, fie nivelul sonor este prea mic și reportofonul este oprit. Acest semnal este unul **digital** sau **logic**.

Semnalul logic are numai două stări **cu semnificație**. Ca și pentru semnalele analogice, în imensa majoritate a cazurilor **semnalul preferat este tensiunea** și nu intensitatea. Vom discuta, deci, numai despre acest caz. Cele două stări pentru un semnal logic sunt

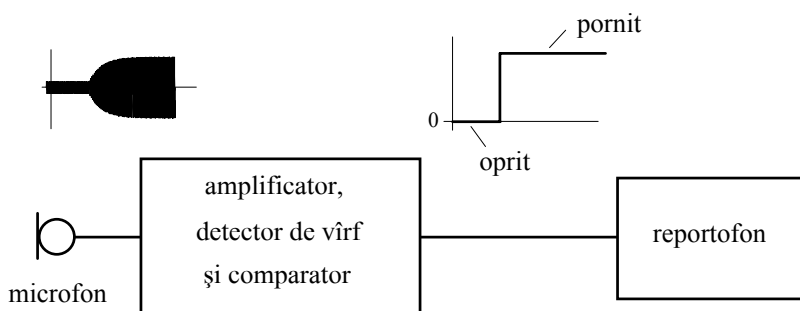


Fig. 16.2. Semnalul care pornește reportofonul când nivelul sonor depășește un anumit prag este un semnal digital.

reprezentate de apartenența la două intervale bine precizate (Fig. 16.3): unul de potențial ridicat (starea **HIGH**) și unul de potențial coborît (starea **LOW**). Evident, modificarea stării semnalului nu se poate face decât cu trecerea prin toate valorile dintre aceste intervale; această trecere se face cât mai rapid și semnalului i se atribuie o semnificație logică abia după ce valoarea s-a staționarizat într-unul din intervalele menționate.

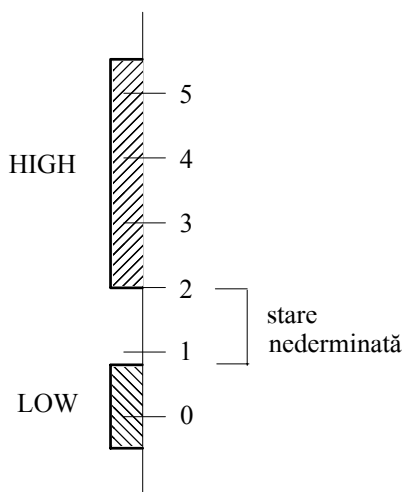


Fig. 16.3. Definirea stărilor HIGH și LOW.

**Denumirile circuitelor logice integrate sunt date numai în logică pozitivă.**

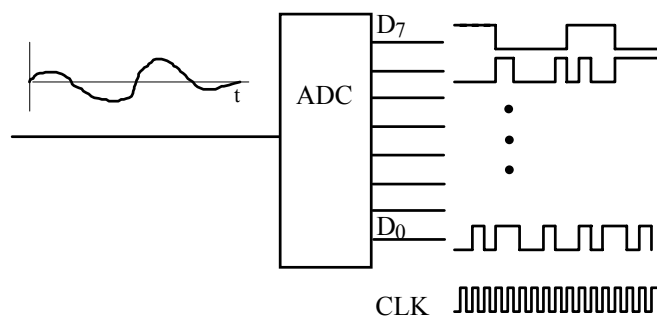
După cum știți, algebra propozițiilor poate fi pusă în corespondență cu algebra binară (Boole), care operează cu numerele 0 și 1. Notăția binară, fiind mai comodă, este utilizată mult mai frecvent decât cea cu TRUE și FALSE, deși operațiile logice sunt mai ușor înțelese folosind valorile de adevăr.

Să ne întoarcem acum la semnalul analogic pe care îl prelucra lanțul audio. Am putea reprezenta acest semnal într-o formă digitală ? La prima vedere aceasta pare imposibil: semnalul analogic are o infinitate de stări pe când semnalul digital are numai două. Dar dacă utilizăm un grup de semnale digitale, de exemplu 8 ? Fiecare dintre ele va avea numai două stări și va oferi un **bit** de informație. Grupul are însă  $2^8 = 256$  stări;

pentru a le recunoaște ușor așezăm biții într-o anumită ordine ca în Fig. 16.4 a) și interpretăm secvența lor ca un număr scris în baza 2. La calcularea numărului corespunzător unei stări, bitul  $D_7$  se înmulțește cu  $2^7$ , el este **cel mai semnificativ bit (MSB - Most Significant Bit)**; pe de altă parte, bitul  $D_0$  se înmulțește doar cu  $2^0 = 1$ , fiind cel mai puțin semnificativ bit (**LSB - Least Significant Bit**). Întodeuana când dorim să reprezentăm un număr binar printr-un grup ordonat de semnale logice trebuie să specificăm fără echivoc care din ele este MSB (sau, la fel de bine, care este LSB).

semnale digitale								numărul stării
MSB						LSB		
$D_7$	$D_6$	$D_5$	$D_4$	$D_3$	$D_2$	$D_1$	$D_0$	
0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	0	0	0	0	1	1
0	0	0	0	0	0	1	0	2
0	0	0	0	0	0	1	1	3
0	0	0	0	0	1	0	0	4
⋮								⋮
1	1	1	1	1	1	1	0	254
1	1	1	1	1	1	1	1	255

a)



b) conversie analog-digitală

Fig. 16.4. Cele 256 de stări ale unui grup de 8 semnale digitale (a) și conversia analog-digitală a unui semnal (b).

Pentru a reprezenta la un moment dat în mod digital semnalul analogic audio, nu trebuie decât să împărțim intervalul în care acesta ia valori în 256 de subintervale, să aflăm în care din acestea se găsește semnalul și să modificăm corespunzător semnalele digitale  $D_0, \dots, D_7$ , ca în Fig. 16.4 b). Spunem că am făcut o conversie analog-digitală pe 8 biți; această conversie este repetată periodic. Circuitul care realizează acest lucru se numește **convertor analog-digital (ADC Analog Digital Converter)** și caracteristicile sale principale sunt **numărul de biți pe care face conversia și frecvența de conversie**.

Cei opt biți din exemplul nostru formează un **octet** sau **byte** iar cele opt fire pe care sunt transmise semnalele digitale sunt organizate într-o **magistrală de date (data bus** în limba engleză). Privind cu atenție forma semnalelor digitale se constată că starea lor nu se poate schimba decât la momente bine precizate, ciclul de conversie al convertorului fiind comandat de un semnal de ceas sau tact (**clock** în limba engleză, prescurtat CLK). Aceasta este o caracteristică esențială a majorității sistemelor ce prelucrează semnale digitale: **funcționează sincronizate de un semnal de ceas**.

Dacă veți asculta semnalul după ce va fi convertit din nou în formă analogică, cu siguranță că veți fi dezamăgiți: numărul de 256 de subintervale folosite la conversie a fost insuficient. Știți acum ce aveți de făcut, să efectuați o conversie pe un număr mai mare de biți. Cu 16 biți veți avea 65536 de subintervale și rezoluția relativă a conversiei este  $1.5 \cdot 10^{-5}$  în loc de numai  $1/256 \cong 4 \cdot 10^{-3}$  cât se obține cu 8 biți. Pe 16 biți funcționează Compact Disk-urile și majoritatea plăcilor de sunet, conversia fiind efectuată de aproximativ 44 000 de ori pe secundă.

*Observație: Am putea transmite informația obținută la conversia analog-digitală pe 16 biți utilizând chiar o magistrală de numai 8 biți: ar trebui să transmitem cei 16 biți în două etape, câte un octet de fiecare dată. Această soluție a fost deseori utilizată în realizarea calculatoarelor, prețul plătit fiind reducerea la jumătate a vitezei de transmisie și complicarea sistemului cu circuite care să controleze transmisia în doi timpi.*



## B. Funcții și porți logice

Un circuit digital are, în general, mai multe intrări și mai multe ieșiri; prin starea circuitului înțelegem ansamblul stărilor bornelor sale de ieșire. Dacă acestea sunt în număr de  $N$ , cum fiecare are numai două stări posibile, circuitul are la dispoziție  $2^N$  stări. În general, starea circuitului la un anumit moment este determinată atât de stărilor intrărilor la acel moment cât și de istoria evoluției stării circuitului.

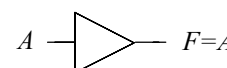
Dacă starea circuitului digital nu depinde decât de stările intrărilor din acel moment, circuitul este numit combinațional; circuitele combinaționale nu au memorie.

Din acest motiv, funcționarea lor este mai simplă. Comportarea fiecăreia dintre ieșiri poate fi descrisă printr-o **funcție logică** ce are în general mai multe variabile independente. O funcție logică poate fi exprimată printr-un **tabel de adevăr**, care conține toate combinațiile posibile ale variabilelor de intrare, sau utilizând operatori logici simpli aplicați variabilelor de intrare

### a) Funcții logice de o singură variabilă

În Fig. 16.5 a) este prezentat tabelul de adevăr al unei astfel de funcții.  $A$  este variabila logică independentă (de intrare) iar  $F$  este valoarea pe care o ia funcția logică (variabila de ieșire). Deoarece avem o singură variabilă de intrare, care poate lua două valori, tabelul de adevăr conține numai două linii. Cum și variabila de ieșire poate lua tot numai două valori, putem scrie doar  $2^2=4$  tabeluri de adevăr diferite. În consecință, există numai patru funcții logice de o singură variabilă. În două dintre aceste funcții starea ieșirii nu depinde de aceea a intrării, fiind  $F = \text{TRUE}$  și, respectiv,  $F = \text{FALSE}$ .

in $A$	out $F$
FALSE	FALSE
TRUE	TRUE



a)

b)

Fig. 16.5. Tabelul de adevăr (a) și simbolul (b), pentru un repetor logic (buffer).

A treia funcție logică de o variabilă are tabelul de adevăr din Fig. 16.5 a); este funcția identitate  $F = A$ . Circuitul logic care o realizează se numește **repetor (buffer** în limba engleză); simbolul utilizat pentru un asemenea circuit logic repetor este cel din Fig. 16.5 b). Repetorul este utilizat dacă nodul de circuit la care avem semnalul  $A$  nu poate debita suficient curent pentru sarcină sau trebuie protejat împotriva unor influențe venite din partea sarcinii

Ultima dintre cele patru funcții logice de o singură variabilă are tabelul de adevăr din Fig. 16.6 a); este funcția **negație (NOT** în limba engleză). Pentru comoditate vom utiliza de aici înainte notația binară, acceptând de la bun început **convenția de logică pozitivă**  $\text{TRUE} \Leftrightarrow 1$ ;  $\text{FALSE} \Leftrightarrow 0$ . Cu această notație,

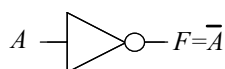
in $A$	out $F$
FALSE	TRUE
TRUE	FALSE

a)

in $A$	out $F$
0	1
1	0

b)

tabelul de adevăr arată ca în desenul b). Circuitul care realizează această funcție se numește **inversor logic** și are simbolul din desenul c); elementul esențial din simbol, care reprezintă negarea, este **cerculețul**. Triunghiul fără cerculeț reprezintă un repetor.



c)

Cînd scriem o funcție logică în formă simbolică, operatorul de negare se poate reprezenta în mai multe moduri: printr-o bară deasupra variabilei respective ( $\bar{A}$ ), prin semnul ' ( $A'$ ), prin simbolul  $\Gamma$  înaintea variabilei respective ( $\Gamma A$ ) sau, pur și simplu, notînd  $\text{NOT } A$ . Starea semnalului negat mai este numită **complementară** celui a semnalului original, 1 fiind complementul logic al lui 0 și reciproc.

Fig. 16.6. Tabelul de adevăr (a și b) și simbolul (c) pentru un inversor logic.

Am văzut că dacă avem o singură variabilă de intrare, tabelul de adevăr are două linii și putem scrie doar  $2^2=4$  tabeluri diferite. Cu două variabile independente, tabelul de adevăr are  $2^2=4$  linii și putem scrie

$4^2=16$  tabeluri de adevăr diferite. Când numărul variabilelor de intrare este 2, există, deci, 16 funcții logice diferite. Dintre aceste funcții logice, câteva sunt foarte utilizate și sunt considerate funcții logice elementare. Vom discuta în continuare numai funcțiile AND (ȘI), OR (SAU) și variantele lor negate NAND (ȘI NEGAT) și NOR (SAU NEGAT).

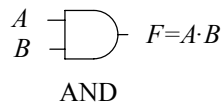
### b) Funcția AND (ȘI)

Deși funcția poate avea mai multe intrări, vom considera, pentru simplitate numai două,  $A$  și, respectiv,  $B$ . Funcția are valoarea TRUE (1 logic) numai dacă ambele intrări au valoarea TRUE (1 logic); tabelul ei de adevăr este reprezentat în Fig. 16.7 a). Operatorul logic corespunzător (**produsul logic** sau **conjecția logică**) se poate scrie  $A \cdot B$  sau  $A \wedge B$ . Circuitul care realizează această funcție logică are simbolul din desenul b) al figurii.

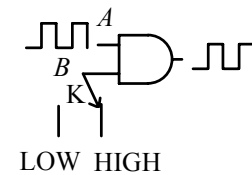
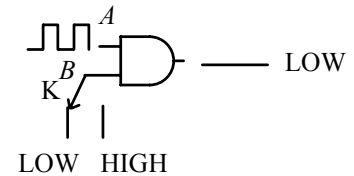
Una dintre primele aplicații ale unui astfel de circuit este prezentată în desenul c). Când întrerupătorul  $K$  ține intrarea  $B$  în starea LOW, ieșirea este tot timpul în LOW indiferent de starea intrării  $A$ ; semnalul  $A$  nu trece mai departe. Pe de altă parte, când intrarea  $B$  este adusă în HIGH, circuitul funcționează ca un simplu repetor pentru semnalul  $A$ : semnalul trece mai departe. Este ca și cum semnalul  $B$  ar închide și deschide o poartă (**gate** în limba engleză) prin care să treacă semnalul  $A$ . Această denumire de "poartă logică" a devenit atât de frecvent utilizată încât s-a extins asupra tuturor circuitelor care realizează funcții logice simple. Spunem, deci, că funcțiile logice simple sunt **implementate cu porți logice**.

in		out
$A$	$B$	$F$
0	0	0
0	1	0
1	0	0
1	1	1

a)



b)



c)

Fig. 16.7. Poarta AND: tabelul de adevăr (a), simbolul (b) și utilizarea ei pentru controlul transmiterii unui semnal (c).

### c) Funcțiile OR (SAU) și XOR (SAU exclusiv)

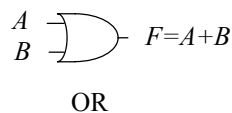
Așa cum se vede din tabelul de adevăr (Fig. 16.8 a), funcția OR are valoarea TRUE când cel puțin una din intrări are valoarea TRUE. Pentru operatorul logic corespunzător (suma logică sau disjuncția logică) se utilizează notațiile  $A+B$  sau  $A \vee B$ . Circuitul care realizează această funcție este poarta SAU, iar simbolul este și el reprezentat în desenul a).

Nu confundați suma logică cu suma aritmetică între două numere în reprezentare binară. Pentru valorile 1 și 1, suma logică este 1, pe când suma aritmetică (în reprezentare binară) este 10, adică 2 în reprezentare zecimală.

Privind la tabelul de adevăr al funcției SAU,

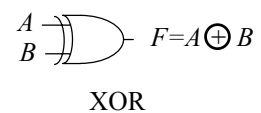
constatăm că ea nu face deosebirea între situația în care una din intrări este în 1 logic și situația în care ambele intrări sunt în 1 logic. Atunci când dorim să punem în evidență situația în care numai una dintre intrări

in		out
$A$	$B$	$F$
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	1



a)

in		out
$A$	$B$	$F$
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	0

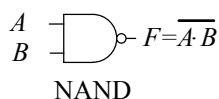


b)

Fig. 16.8. Poarta OR (SAU) (a) și poarta XOR (SAU exclusiv) (b).

(oricare) este în 1 logic, trebuie să utilizăm funcția SAU exclusiv (XOR); aceasta are tabelul de adevăr și simbolul din Fig.16.8 b)

**d) Funcțiile NOR (SAU NEGAT) și NAND (ȘI NEGAT)**



in		out
A	B	F
0	0	1
0	1	0
1	0	0
1	1	0

in		out
A	B	F
0	0	1
0	1	1
1	0	1
1	1	0

Fig. 16.9. Porțile NOR și NAND, împreună cu tabelurile de adevăr corespunzătoare.

Dacă potențialul bazei unui tranzistor bipolar crește, tranzistorul se deschide mai mult, curentul de colector crește, pe rezistența de colector cade o tensiune mai mare și, în consecință, potențialul de colector scade. Negarea se obține, astfel, implicit, la utilizarea unui tranzistor bipolar în configurația cu emitorul comun. Din acest motiv, a fost mai ușor tehnologic să se realizeze porți NAND și NOR decât porți care să implementeze funcțiile logice fără negație. Tabelurile de adevăr pentru funcțiile NOR și NAND sunt cele din Fig. 16.9, unde au fost reprezentate și simbolurile utilizate pentru porți. Se observă că la simbolurile porților OR și AND au fost adăugate, pur și simplu, niște cerculețe la ieșire, care reprezintă negarea.

Având la dispoziție din belșug asemenea porți, proiectanții au putut să realizeze cu ele și funcțiile NOT, AND și OR, așa cum se poate vedea în Fig. 16.10. Mai mult, se poate arăta că

orice funcție logică se poate implementa folosind fie numai porți NAND, fie numai porți NOR.

Există, în general, mai multe implementări posibile și au fost construiți algoritmi care să conducă la implementări cu un număr minim de porți logice. Cum astăzi implementarea funcțiilor logice complicate nu se mai realizează cu porți, nu are rost să zăbovim asupra acestui subiect, altfel foarte interesant sub raport matematic.

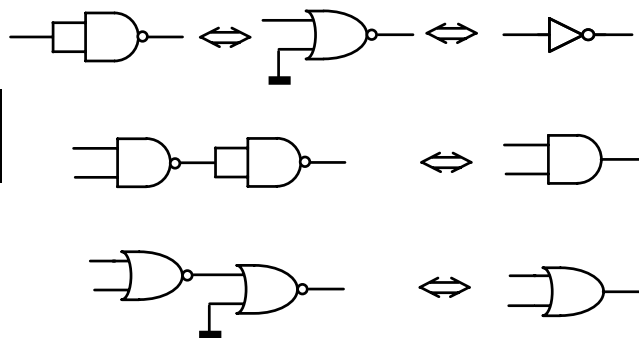


Fig. 16.10. Sinteza funcțiilor NOT, AND și OR cu ajutorul porților NAND și NOR.

**C. Circuite digitale integrate**

Primele circuite digitale au fost realizate cu componente (rezistoare, diode și tranzistoare) discrete. Utilizarea lor pe scară largă a început însă abia după apariția lor în forma **circuitelor integrate**, la început câteva porți logice pe o capsulă. Când vorbim astăzi despre circuite digitale ne referim, de fapt, numai la circuite digitale **integrate**. Acestea realizează de la funcții logice simple, de tipul celor prezentate la secțiunea anterioară, pînă la operații extraordinar de complexe, așa cum este cazul microprocesoarelor. Datorită lor a fost posibilă dezvoltarea sistemelor complexe ce prelucrează semnale digitale, culminînd cu aparatura de laborator modernă și calculatoarele personale.

Fabricanții oferă mai multe familii și subfamilii de circuite digitale, care diferă între ele prin tehnologia de fabricație și arhitectura circuitului intern. Evident, aceste deosebiri se regăsesc în performanțele acestor circuite, cum sunt tensiunea de alimentare, viteza de comutație, puterea consumată, caracteristicile electrice ale intrărilor și ieșirilor. Pentru aplicații de uz general, mergînd pînă la frecvențe de lucru de 125 MHz, competiția are loc între familia TTL (transistor-transistor logic), realizată cu tranzistoare bipolare, și familia circuitelor digitale CMOS (Complementary MOS), realizată cu tranzistoare MOSFET complementare

(tranzistoare cu canal  $n$  și tranzistoare cu canal  $p$ ). Din acest motiv, în continuare vom purta discuția numai asupra unor subfamilii reprezentative ale acestor familii, TTL și CMOS

După o perioadă de supremație de 30 de ani, familia TTL a fost detronată de circuitele CMOS și, probabil peste puțini ani, nu va supraviețui decât în cărți; deocamdată ea este încă utilizată dar, pentru proiecte noi, este indicat să optați pentru una din subfamiliile CMOS.

### a) Ce înseamnă HIGH și LOW pentru o intrare

Așa cum am spus, stările HIGH și LOW se pun în corespondență cu anumite intervale în care se găsește potențialul. Să privim la desenul din Fig. 16.11 a).

Tensiunea de alimentare pentru familia TTL este de +5 V, cu toleranța +/- 0.25V (+/- 5%).

Intrarea unui circuit TTL este în stare LOW dacă potențialul său este sub 0.8 V. El poate chiar să coboare sub 0 V (nivelul masei), coborîrea fiind limitată la aproximativ -0.6 V. Starea HIGH pentru o intrare TTL înseamnă că potențialul acesteia este peste 2.0 V. Acesta poate chiar depăși puțin (cu aproximativ 0.6 V) tensiunea de alimentare de 5 V. Acestea sunt intervalele în care circuitul se comportă **cu siguranță** conform tabelului de adevăr.

Intrarea unui circuit TTL este în stare LOW dacă are potențialul sub 0.8 V și este în stare HIGH dacă are potențialul mai mare de 2.0 V.

Ce se întâmplă cu valorile potențialului dintre 0.8 V și 2.0 V ? Aceasta este o stare **nedeterminată** logic, adică nu putem spune cu certitudine în ce stare se va găsi ieșirea; pentru un potențial de intrare din acest interval unele exemplare vor avea ieșirea în HIGH, altele în LOW, iar câteva vor avea potențialul ieșirii în "zona gri" (nici HIGH nici LOW). Undeva, pe la 1.2 V se găsește pragul tipic de comutare; majoritatea exemplarelor schimbă starea ieșirii când potențialul intrării traversează această valoare; pentru celelalte, pragul de comutare este mai sus sau mai jos, în jurul acestei valori tipice.

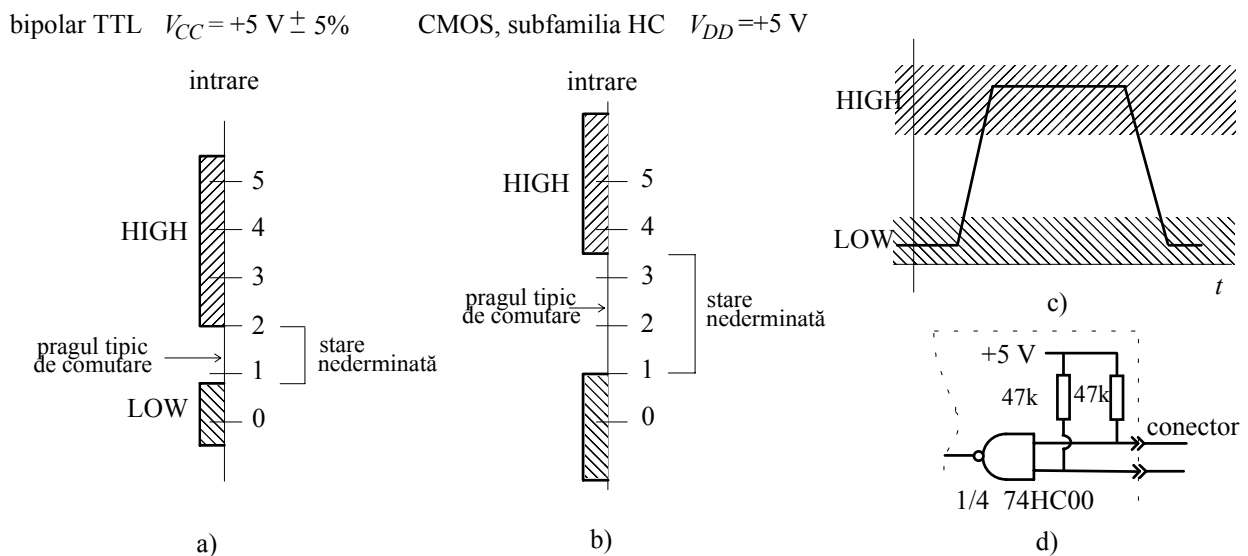


Fig. 16.11. Nivelurile logice la intrarea familiei TTL (a) și subfamiliei CMOS HC (b); tranziția semnalului logic între cele două niveluri (d) și precauțiile necesare la intrările circuitelor CMOS cuplate la conectoare (d).

În cadrul familiei CMOS, cu o singură excepția (seria 4000) toate subfamiliile au tensiunea de alimentare de +5 V. Vom exemplifica nivelurile de la intrare pe una dintre cele mai utilizate subfamilii, seria HC (desenul b). Intrarea este cu siguranță în starea LOW dacă potențialul este sub 1.0 V; el poate ajunge și la valori negative, chiar pe la -1 V. Starea HIGH a intrării este definită pentru potențiale mai mari de 3.5 V; intrarea poate ajunge, fără pericol, și deasupra tensiunii de alimentare, pe la + 6 V. Pragul tipic de comutare se găsește la jumătatea intervalului corespunzător stării nedeterminate, adică pe la 2.25 V.

Stările logice sunt definite numai atunci când potențialul intrării se găsește în intervalele menționate mai sus. Totuși, potențialul este o funcție continuă de variabila timp și nu poate sări direct din intervalul LOW în intervalul HIGH; el trece obligatoriu prin toate valorile din zona cu stare logică nedeterminată, așa cum se vede în desenul c). Aceste stări sunt considerate stări tranzitorii ale circuitului și nu li se acordă o semnificație logică. Este, evident, de dorit ca această tranziție să fie cât mai rapidă, adică **fronturile semnalului digital să fie cât mai abrupte**. Când fronturile au devenit prea "lente" datorită unor circuite mai leneșe sau a capacităților parazite ale unor fire mai lungi, soluția este intercalarea unui **repetor logic** care să refacă fronturile.

Ce se întâmplă dacă, în evoluția sa în timp, potențialul chiar rămânne în intervalul interzis, cu stare nedeterminată? Sistemul încetează să mai efectueze funcția pentru care a fost construit, deoarece starea sa nu poate fi prevăzută (este ceea ce se cheamă **hazard logic**). Avem cu siguranță un viciu de proiectare sau de realizare. În afara faptului că sistemul ajunge într-o stare logică necontrolabilă, la familiile CMOS situația devine chiar periculoasă pentru circuite deoarece, cu potențialul intrării în zona de prag, **disipația de putere crește foarte mult**. Din acest motiv, la circuitele digitale CMOS, intrările pentru care există riscul rămânerii în gol (de exemplu cele care sunt legate la alte plăci prin intermediul conectorilor) trebuie obligatoriu legate la masă sau la alimentare cu un rezistor care să fixeze potențialul în caz de avarie (Fig. 16.11 d).

### b) Ce curent este necesar pentru a comanda o intrare ?

Știm că nu putem controla potențialul unui nod decât dacă furnizăm sau absorbim un anumit curent din nodul respectiv. Pentru circuitele liniare exprimăm acest lucru în termenii impedanței de intrare în nodul respectiv; o impedanță de intrare mică însemna că avem nevoie de mai mult curent pentru a efectua o anumită variație de potențial.

**Circuitele digitale nu funcționează liniar și, deci, nu are sens să vorbim despre impedanța de intrare.** Comportarea lor este descrisă de caracteristica statică de intrare, care este neliniară. Pentru utilizator, însă, este suficient să știe niște valori ale curentului care reprezintă **cazurile cele mai defavorabile**, valorile reale diferind de la exemplar la exemplar.

La circuitele TTL coborârea potențialului intrării sub pragul de 0.8 la care începe starea LOW se face cu prețul absorbirii dinspre intrarea circuitului a unui curent (Fig. 16.12). La seria TTL standard el poate ajunge, în cel mai defavorabil caz, la 1.6 mA; astfel, un rezistor de 750 Ω legat la masă **nu aduce intrarea în stare LOW** (Fig. 16.12 a), valoarea rezistenței trebuind coborâtă sub 500 Ω. Pentru seria TTL modernă LS, de consum redus, (Low Schottky), curentul ce trebuie absorbit este de numai 0.4 mA și chiar un rezistor de 1kΩ aduce cu siguranță intrarea în LOW (desenul b).

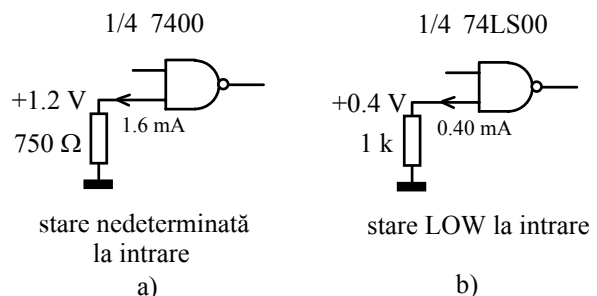


Fig. 16.12. Datorită curentului mare (1.6 mA) ce trebuie absorbit, o rezistență de 750 Ω nu aduce în starea LOW intrarea unei porți TTL standard (desenul a); pentru o poartă TTL din seria LS, acest curent este mai mic și o rezistență de 1kΩ aduce cu siguranță intrarea în starea LOW.

Ca să mențină o intrare TTL în stare LOW circuitul de comandă trebuie să poată extrage din intrare un curent important, de ordinul a 1 mA (depinde de seria TTL respectivă).

Aducerea intrării în starea HIGH are loc prin injectarea unui curent în acea intrare (Fig. 16.13). O valoare de numai  $40\mu\text{A}$  este suficientă la seria TTL standard iar pentru seria LS curentul este sub  $20\mu\text{A}$ . Astfel, o rezistență de  $150\text{ k}\Omega$  este suficientă pentru asigurarea stării HIGH.

O intrare TTL lăsată în gol (în exterior, evident) este adusă, datorită structurii interne, la un potențial apropiat de pragul de comutare, situat la aproximativ 1.3V. Deoarece nu există curent de intrare, tranzistorul de intrare este blocat, ca și cum intrarea ar fi în starea HIGH. În multe cărți proaste găsiți că "o intrarea TTL lăsată în gol este echivalentă cu starea HIGH" și mulți proiectanți utilizează acest lucru pentru a face economie de câteva trasee. Sfatul nostru este **să nu lăsați niciodată o intrare în gol**, deoarece potențialul ei va fi extrem de aproape de pragul de comutare având **imunitate la zgomot practic nulă**. Un cuplaj capacitiv parazit o poate aduce pentru un timp scurt în LOW, pulsurile (glitch-uri în jargon) apărute la ieșirea logicii combinaționale producând comportări de neînțeles ale circuitelor secvențiale.

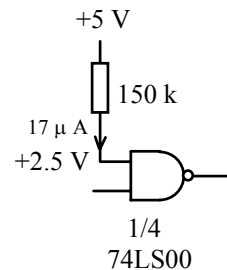


Fig. 16.13. Aducerea unei intrări TTL în starea HIGH.

Pentru a menține în starea HIGH intrarea unui circuit TTL, circuitul de comandă trebuie să injecteze în intrare un curent mic, de câteva zeci de microamperi.

La intrările circuitelor TTL, stările HIGH și LOW sunt foarte diferite din punctul de vedere al curentului necesar menținerii, starea LOW cerând un curent de circa 40 de ori mai mare.

Pentru circuitele digitale CMOS, controlul stării intrării este mult mai simplu: curentul consumat în oricare din stări este practic nul (poarta tranzistorului este izolată față de canal). Cu toate acestea, **intrarea nu trebuie lăsată în gol**, capacitatea dintre poarta tranzistorului și sursă se încarcă datorită electricității atmosferice și, dacă nu distruge chiar tranzistorul, aduce ieșirea în zona gri și mărește pericolul disiparea de putere pe circuit. Rezistențele care determină potențialul intrării (Fig. 16.11 d) pot ajunge chiar la zeci de  $\text{M}\Omega$ , dar nu e bine să exagerăm pentru că se mărește sensibilitatea la perturbații; o valoare de  $10 - 100\text{ k}\Omega$  este foarte bună.

Nu trebuie să rămîneți cu impresia că intrarea unui circuit digital CMOS nu are nevoie de curent. În timpul schimbării stării intrării, capacitatea poartă-substrat trebuie încărcată (descărcată) și, cu cît dorim o comutare mai rapidă, cu atît pulsul de curent trebuie să fie mai mare. Curentul de intrare este nul numai cînd stările intrărilor nu se modifică.

### c) Cum se comportă ieșirile

În general, ieșirea unui circuit digital trebuie să comande mai multe intrări ale unor circuite de același tip (Fig. 16.14). Din acest motiv, ieșirile sunt astfel proiectate încît să comande cu siguranță corect un anumit număr de intrări din **aceeași subfamilie** (serie). Acest număr de intrări este numit **fan-out**. De exemplu, majoritatea circuitelor TTL au un fan-out de 10 dar există și circuite de putere (buffere) care pot comanda un număr mai mare de intrări.

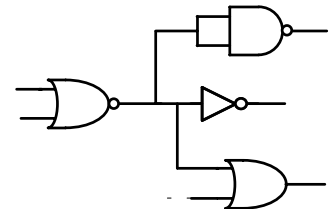


Fig. 16.14. O ieșire trebuie să comande, în general, mai multe intrări.

Numărul de intrări pe care le poate comanda o ieșire (în cadrul aceleiași subfamilii) se numește **fan-out**. Majoritatea circuitelor din familia TTL au un fan-out egal cu 10.

Necesitatea comandării sigure a unor intrări din aceeași subfamilie a dus la definirea nivelurilor logice de la ieșire **în mod diferit de cele de la intrare**, pentru a asigura o **imunitate (rezervă) la zgomot** (noise margin).

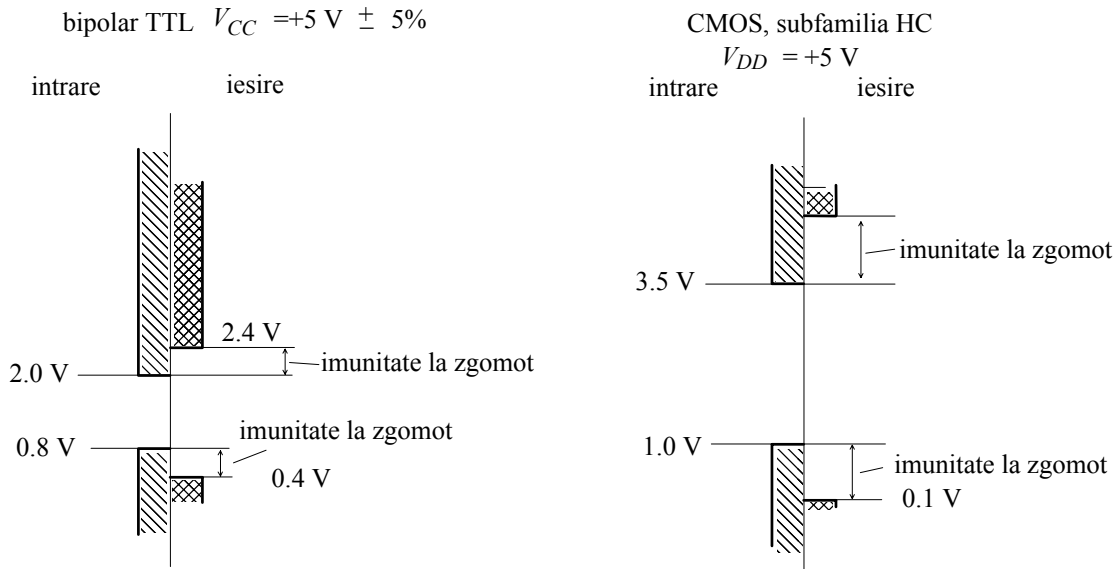


Fig. 16.15. Nivelurile logice la intrarea și ieșirea familiei TTL (desenul a) și subfamiliei CMOS HC (desenul b).

În Fig. 16.15 a) vedem cum este realizat acest lucru la familia TTL: în stânga sunt nivelurile de la intrare iar în dreapta sunt cele de la ieșire. În starea LOW, potențialul ieșirii coboară cu siguranță sub 0.4 V, cu 0.4 V mai jos (rezervă de siguranță) decât ar fi fost suficient pentru o intrare pentru a fi în LOW. Atunci când ajunge în stare HIGH, potențialul ieșirii urcă cel puțin la 2.4 V, cu 0.4 V mai mult decât ar fi fost suficient pentru ca intrarea să fie adusă în HIGH. Aceste rezerve sunt necesare deoarece, în practică, peste semnalul logic util se suprapun perturbații care ar putea păcăli intrările unora dintre circuite.

Ieșirea unui circuit TTL coboară în starea LOW sub 0.4 V și urcă în starea HIGH mai sus de 2.4 V.

*Observație: Rezerva de zgomot mică (sensibilitatea mare la perturbații) și un fan-out insuficient (pentru unele din circuite era chiar unitar) au fost cauzele "morții naturale" a primei familii de circuite digitale integrate (RTL - resistor transistor logic), apărută la începutul anilor 1960.*

La familia CMOS este asigurată o rezervă de zgomot mai mare decât la familia TTL; pentru seria HC, care este alimentată la 5 V, nivelurile sunt cele din Fig. 16.15 b). Atunci când se dorește o imunitate la zgomot mult mai mare, trebuie aleasă subfamilia CMOS 4000 alimentată la tensiune mare (10 -15 V); prețul plătit este viteza de lucru mult mai mică.

Ne-am ocupat pînă acum numai de potențialele ieșirilor. Cît este însă curentul manipulat de acestea? Pentru familia TTL, asimetria între curenții în stările HIGH și LOW este prezentă și la ieșire. O ieșire în LOW poate absorbi un curent important; cum fan-out-ul este de 10, seria TTL standard absoarbe cel puțin 16 mA iar seria LS numai 8 mA. Spre deosebire de acestea, seriile rapide F și AS pot absorbi 20 mA. În starea HIGH, ieșirea poate debita curent. La seria standard acesta era de numai 0.4 mA, suficient pentru a duce în HIGH 10 intrări dar insuficient, de exemplu, pentru aprinderea unui LED. La seriile moderne, curentul de ieșire în starea HIGH este mai mare, de cîtiva mA. În orice caz, circuitele TTL pot aprinde LED-uri și anclanșa relee **numai în starea LOW** (Fig. 16.16).

La circuitele TTL, în starea HIGH curentul de ieșire este mult mai mic decât în starea LOW.

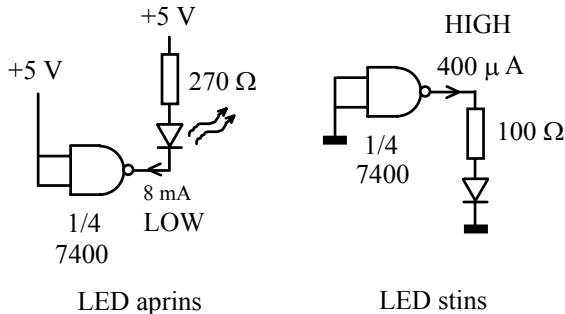


Fig. 16.16. O poartă TTL standard nu poate aprinde un LED decât dacă ieșirea este în starea LOW.

motiv, puterea disipată de un sistem digital cu circuite MOS (fie CMOS, fie NMOS cum sunt microprocesoarele) crește practic proporțional cu frecvența de lucru. Astfel, un anumit microprocesor poate lucra bine la 166 MHz dar "greșește" când este forțat să lucreze, să zicem, la 233 MHz, deoarece se supraîncălzeste.

Efectul modificării stării intrării asupra stării de la ieșire se poate urmări pe caracteristica de transfer; pentru un inversor TTL, această caracteristică arată ca cea din Fig. 16.17. Se observă că pe o regiune îngustă în jurul pragului de comutare, poarta se comportă aproximativ liniar, cu amplificare foarte mare. Dacă printr-o reacție negativă lentă circuitul este obligat să rămână în această regiune, el poate fi utilizat ca amplificator de frecvență mare. Putem observa, astfel, că

nu există o deosebire fundamentală între **circuitele digitale** și **circuitele analogice**; deosebirea constă în faptul că la proiectare ele au fost optimizate după criterii diferite iar, în funcționare, valorilor potențialelor li se atribuie alte semnificații.

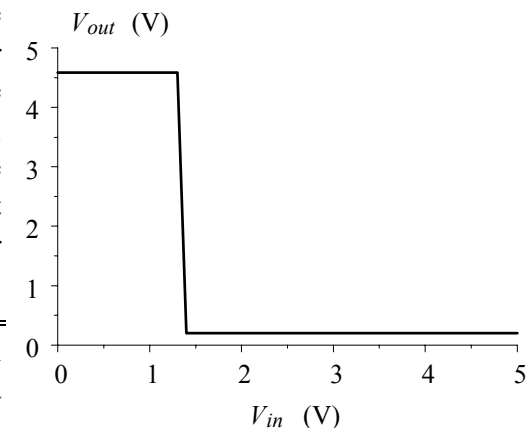


Fig. 16.17. Caracteristica de transfer a unui inversor TTL.

#### d) Nomenclatură

Cum ne descurcăm între atâtea familii și subfamilii, de unde știm care sunt bipolare și care CMOS și, mai ales, ce fel de circuite digitale trebuie să alegem pentru un anumit proiect ?

Familia bipolară TTL a apărut la câțiva ani după 1960 și a fost impusă de seria 74xx produsă de Texas Instruments. În acest sistem de numerotare (care avea să fie acceptat apoi de toți fabricanții) cifrele notate cu xx identifică un tip anume de circuit ; de exemplu 7400 conține 4 porți NAND iar 7404 conține 6 inversoare. Seria standard nu a mulțumit pe proiectanți deoarece avea consum mare și viteză insuficientă. Au apărut, astfel, alte serii TTL, mai perfecționate, care au primit în denumire litere distinctive. Prima a fost seria de viteză H, adică 74Hxx, a urmat apoi o serie de consum redus 74Lxx. Utilizarea diodelor Schottky a dus la creșterea suplimentară a vitezei; așa au apărut seriile 74Sxx, 74LSxx, 74AS, 74ALS și 74Fxx. În toate aceste serii, definiția nivelurilor logice la intrare și ieșire este aceeași ca la seria standard. S-a păstrat și denumirea



fiecărui circuit și chiar poziționarea pinilor, astfel că puteți înlocui 74H00 cu 74LS00, nu diferă decât puterea disipată pe fiecare poartă și viteza de comutare.

Prima subfamilie CMOS apărută a fost seria 4000; numerotarea circuitelor începea de la 4000, de exemplu 4011 conține patru porți NAND iar 4069 conține șase inversoare. Nu exista nici o legătură cu sistemul de numerotare al circuitelor TTL iar dacă exista o echivalență de funcție (cum este 7400 cu 4011) **poziționarea pinilor era diferită**. Această serie a introdus avantajele circuitelor CMOS: consum zero în stand-by și imunitatea mai bună la zgomot (datorită valorii tensiunii de alimentare care putea fi între 3V și 12 V). Viteza de comutare era însă mult prea mică.

Seria 4000 este înlocuită apoi cu seria perfecționată 4000B ce oferă o frecvență de lucru de 3.5 MHz (la alimentarea de + 5V) și tensiuni de alimentare între 3 și 18 V. Datorită popularității pe care o dobândiseră circuitele TTL, următoarele serii CMOS **au revenit la sistemul de numerotare TTL și chiar la aceeași poziție a pinilor**.

Cu excepția seriei 4000 toate circuitele digitale CMOS utilizează sistemul de numerotare și poziția pinilor de la circuitele TTL; pentru a arăta că avem de-a face cu o subfamilie CMOS, se introduce litera C în denumirea seriei.

Așa apare seria 74Cxx, cu tensiunea de alimentare de +5 V dar cu aceeași viteză de 3.5 MHz ca a seriei 4000 B. Urmează apoi perfecționări majore și apar seriile 74HC (30 MHz) și 74AC (125 MHz) care depășesc ca viteză seriile TTL 74H și 74 F, respectiv.

Diferența între TTL și seriile CMOS în privința pragurilor de comutare de la intrare face incomodă interfațarea acestor familii. Din acest motiv, apar serii de circuite CMOS care au pragurile de intrare echivalente cu cele TTL; pentru a arăta acest lucru, ele primesc în denumire și litera T. Aceste serii sunt 74HCT (performanțe identice cu 74HC) și 74 ACT (performanțe identice cu 74AC).

În concluzie, numele unei serii care începe cu 74 se referă la o (sub)familie

-TTL dacă **nu conține litera C**

-CMOS când **conține litera C**.

Dacă este vorba de o subfamilie CMOS (am găsit litera C în denumire) și, în plus, denumirea conține și litera T, atunci familia este compatibilă TTL și ca niveluri logice de intrare și poate fi interfațată fără probleme cu circuite TTL.

Să vedem cum alegem tipul de circuite de care avem nevoie. Pentru majoritatea aplicațiilor, viteza circuitelor TTL 74LS (25 MHz) sau a celor CMOS 74HC (30 MHz) este suficientă. Seria CMOS oferă în plus avantajul unui consum mic în stand-by. Dacă imunitatea la zgomot nu este suficientă, puteți să optați pentru seria CMOS 4000, alimentată la o tensiune mai mare; frecvența maximă de lucru va fi de numai 5 MHz (la o alimentare de 10 V).

Dacă aveți o aplicație de viteză mai mare, puteți opta pentru seriile TTL 74F sau 74AS, care ajung pe la 100 MHz, sau pentru seriile CMOS 74AC și 74ACT, cu frecvența maximă de 125 MHz. Dacă nu aveți nevoie de o asemenea viteză, este bine să evitați aceste circuite rapide deoarece ele absorb în timpul comutării pulsuri importante de curent de la traseele de alimentare și alimentarea trebuie "decuplată" cu condensator lângă fiecare capsulă.

## D. Utilizarea reprezentărilor în logică negativă (assertion-level logic)

Revenim acum la modul în care putem sintetiza o funcție logică anumită. Expresia unei funcții logice poate fi transformată într-o altă expresie echivalentă prin folosirea unor identități logice. Proprietățile de comutativitate, asociativitate și distributivitate ale sumei și produsului logic sunt bine cunoscute și nu le vom mai discuta. Vom accentua numai asupra proprietății

$$\overline{\overline{A}} = A \quad (15.1)$$

(două negații succesive se anulează reciproc) și a unor relații cunoscute ca **formulele DeMorgan**

$$\begin{aligned} \overline{A+B} &= \overline{A} \cdot \overline{B} \\ \overline{A \cdot B} &= \overline{A} + \overline{B} \end{aligned} \quad (15.2)$$

Deoarece este mult mai ușor să operăm cu simboluri și scheme decât cu ecuații, vom "traduce" formulele DeMorgan ca în Fig. 16.18 a). Cerculețele desenate la intrările porților înseamnă, conform convenției specificate anterior, **negarea** acestor semnale.

Dacă aplicăm operatorul de negare ambilor termeni ai relațiilor, obținem echivalențele din desenul b) al figurii.

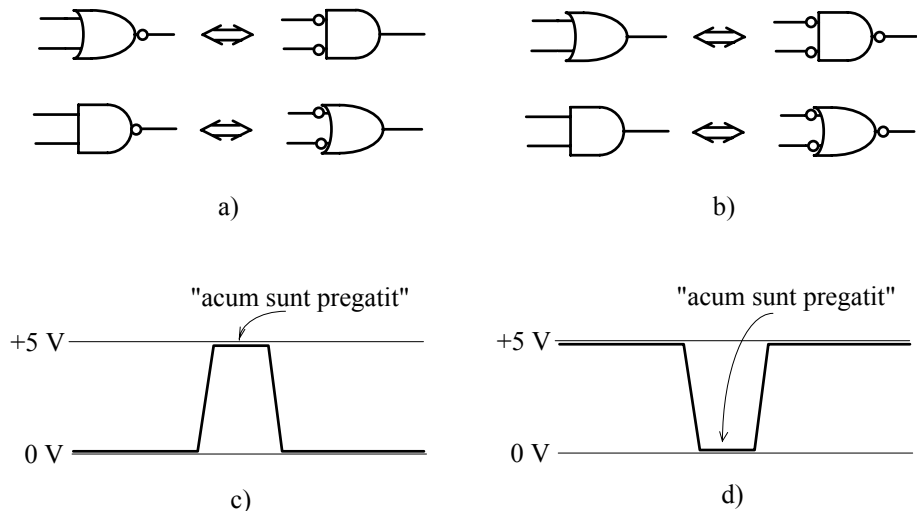


Fig. 16.18.

Putem schimba tipul operatorului (din AND în OR și reciproc) dacă aplicăm inversarea logică la toate intrările și ieșirile.

Cum putem interpreta aceste echivalențe? Toate semnalele simbolurilor din partea dreaptă (atât intrările cât și ieșirile) au fost inversate logic; este ca și cum am judeca în logică negativă, unde HIGH înseamnă FALSE. Ceea ce ne spun echivalențele din desenul b) este că o poartă care efectuează operația AND în logică pozitivă efectuează în logică negativă operația OR și reciproc. Din acest motiv, aceste simboluri echivalente, în care intrările sunt negate sunt numite "simboluri în logică negativă".

Un anumit circuit funcționează la fel, indiferent de modul de interpretare a nivelurilor sale de tensiune **Denumirea porților se face todeauna considerând operația în logică pozitivă.** Pentru proiectant și cel care trebuie să înțeleagă din schemă funcționarea circuitului este mai comodă, de multe ori, reprezentarea în logică negativă. Aceasta se întâmplă deoarece multe semnale digitale **de comandă** sunt **active în starea LOW**: stau majoritatea timpului în starea HIGH și trec în LOW numai atunci când doresc să fie "ascultate". De exemplu, un anumit dispozitiv poate comunica faptul că este "gata de acțiune", printr-un semnal logic, în două moduri diferite, ca în desenele c) și d) ale figurii 16.18. Dacă o face ca în desenul d), atunci semnalul trebuie să fie **activ în starea LOW**. Pentru a facilita înțelegerea funcționării circuitelor, proiectantul va denumi *READY* semnalul din desenul c) și *READY* pe cel din desenul d). Utilizarea semnalelor active în starea LOW nu se face pentru a complica lucrurile ci are la bază rațiuni legate de funcționarea circuitelor.

Pentru a nu memora formulele DeMorgan, e bine să avem aceste simboluri concentrate într-un tabel, împreună cu denumirea unor circuite ce realizează această funcție (Tabelul 16.1).

Tabelul 6.1.

Nume	Expresie	Simbol	Reprezentare în logica negativă	Număr	
				subfamilia CMOS 4000B	TTL și celelalte subfamilii CMOS
AND	$A \cdot B$			4081	7408 (4 pe chip)
NAND	$\overline{A \cdot B}$			4011	7400 (4 pe chip)
OR	$A + B$			4071	7432 (4 pe chip)
NOR	$\overline{A + B}$			4001	7402 (4 pe chip)
INVERT	$\overline{A}$			4069/4049	7404 (6 pe chip)
BUFFER	$A$			4503/4050	74365 (6 pe chip)
XOR (sau exclusiv)	$A \oplus B$			4070	7486 (4 pe chip)

Să vedem, pe un exemplu, cât de utilă poate fi această reprezentare în logică negativă. Presupunem că trebuie să proiectăm un circuit logic a cărui ieșire să fie în HIGH dacă și numai dacă șoferul este așezat **ȘI CEL PUȚIN UNA DIN UȘI ESTE DESCHISĂ**. Din considerente de simplitate a construcției, semnalele de la uși sunt în LOW când ușile sunt deschise și, de asemenea, semnalul de la scaun este în LOW când șoferul este așezat.

Putem aborda problema în mai multe moduri.

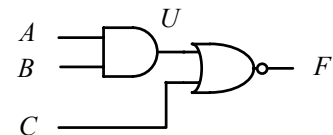
Calea cea mai directă și cea mai grea este să începem prin construirea tabelului de adevăr. Notînd cu  $A$  și  $B$  semnalele de la uși și cu  $C$  semnalul de la scaun, obținem tabelul din Fig. 16.19 a). De aici va trebui să găsim o implementare cu porți, utilizînd, de exemplu, algoritmul bazat pe diagramele Karnaugh (atît de complicat încît am evitat să-l prezentăm)

O a doua cale este să rezolvăm problema pe etape. Vom produce o variabilă intermediară  $U$  care să fie în LOW când cel puțin o ușă este deschisă, adică cel puțin unul din semnalele  $A$  și  $B$  este în LOW. Căutăm în tabelurile de adevăr ale funcțiilor studiate și găsim că funcția AND este ceea ce dorim. Avem, deci  $U = A \cdot B$ . Mai departe, semnalul de ieșire  $F$  trebuie să fie în HIGH numai cînd ambele semnale  $U$  și  $C$  sunt în LOW. Căutăm din nou în tabelurile de adevăr și găsim că funcția NOR (SAU NEGAT) efectuează operația dorită. Schema completă a circuitului este cea din Fig. 16.19 b).

Și în sfîrșit, soluția elegantă și simplă. Informațiile cu care lucrăm sunt "ușă deschisă" și "șofer așezat"; este natural ca acestor informații să le asociem semnale logice. Fie ele  $L$  pentru ușa din stînga,  $R$  pentru ușa din dreapta și  $S$  pentru șofer. Din păcate nu avem la dispoziție direct aceste semnale ci "complementarele" lor (semnalele negate). Nu-i nimic, însă, nu obosim dacă desenăm niște inversoare (Fig. 16.20 a). Acum să citim textul problemei. Cel puțin o ușă deschisă înseamnă dreapta SAU stînga, trebuie să trecem semnalele  $L$  și  $R$  printr-o poartă OR (SAU) ca în desenul b). Pentru ca ieșirea  $F$  să fie în HIGH nu-i suficient să avem o ușă deschisă, mai trebuie ȘI ca șoferul să fie așezat. Introducem, astfel, o poartă AND și circuitul este complet.. Nu mai avem decît să deplasăm operațiile de negare (cerculețele) de-a

in			out
$A$	$B$	$C$	$F$
0	0	0	1
0	0	1	0
0	1	0	1
0	1	1	0
1	0	0	1
1	0	1	0
1	1	0	0
1	1	1	1

a)



b)

Fig. 16.19.

lungul firelor la intrarea porților și obținem schema din desenul c). Această schemă **permite înțelegerea mai comodă a operațiilor efectuate de circuit** și cu acest tip de scheme vă veți întâlni adesea dacă circuitele au fost proiectate de profesioniști. În jargon se spune, cam pretențios, că se lucrează cu "niveluri logice presupuse" (assertion-logic notation).

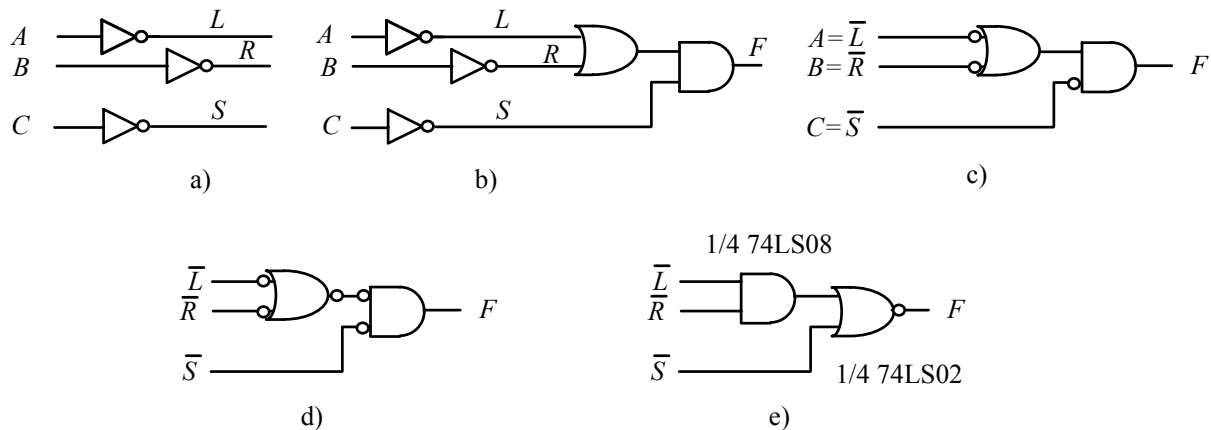


Fig. 16.20.

Nu am decis încă ce fel de porți vom utiliza. Simbolul porții AND nu este încă în logică negativă deoarece una din intrări nu este negată. Cum **două negări succesive se anulează**, introducem pe acel fir două cerculețe, unul la ieșirea porții OR și celălalt la intrarea porții AND (desenul d). Apoi căutăm în Tabelul 6.1 pe coloana cu reprezentări în logică negativă: prima poartă o înlocuim cu una AND (prima linie a tabelului) iar a doua cu o poartă NOR (a patra linie a tabelului). Optăm pentru circuite TTL de putere redusă (seria 74LSxx) și ajungem, astfel, la schema finală din desenul e). Notația 1/4 înseamnă că se utilizează una din cele patru porți de pe capsulă.

## E. Implementarea unei funcții logice oarecare

În situația în care trebuie să implementăm o funcție logică cu un număr mare de variabile, proiectarea cu porți logice devine foarte complicată. Mai mult, soluția nici nu mai este economică deoarece prețul unui circuit integrat **nu este proporțional cu complexitatea sa**, pe când cheltuielile legate de realizarea circuitului imprimat și lipirea circuitelor cresc proporțional cu numărul de capsule utilizate.

O rezolvare elegantă este aceea care folosește un **multiplexor (MUX) digital**. Cel din Fig. 16.21 a) este unul cu 8 linii de intrare și una de ieșire (opt la unu). Funcționarea sa este foarte simplă: starea ieșirii  $Y$  este identică cu aceea a uneia dintre intrări, intrare selectată prin liniile de adrese  $S_2, S_1$  și  $S_0$ . Dacă, de exemplu acestea au valorile 1, 0 și 1, respectiv (5 în binar), la ieșire se regăsește starea intrării  $I_5$ . Așa cum se vede în desenul b), multiplexorul digital funcționează ca un fel de comutator rotativ, poziția sa fiind determinată de liniile de adrese. Repetorul logic ne arată că ieșirea nu este legată galvanic la una din intrări ci este adusă doar în aceeași stare logică cu intrarea respectivă.

Orice tabel de adevăr cu  $M$  variabile de intrare poate fi implementat cu un multiplexor cu  $N = 2^M$  intrări, adică unul la care adresa este reprezentată pe  $M$  biți. Să ne întoarcem la exemplul cu autoturismul, unde funcția logică dorită avea tabelul de adevăr din Fig. 16.19 a). Aplicăm cele trei semnale de intrare pe intrările de adrese ale unui MUX cu 8 intrări, ca în desenul din Fig. 16.21 a); pentru a urmări mai ușor funcționarea, în tabelul de adevăr prezentat în desenul c) a fost trecută și adresa (în notație zecimală) corespunzătoare fiecărei combinații de la intrare.

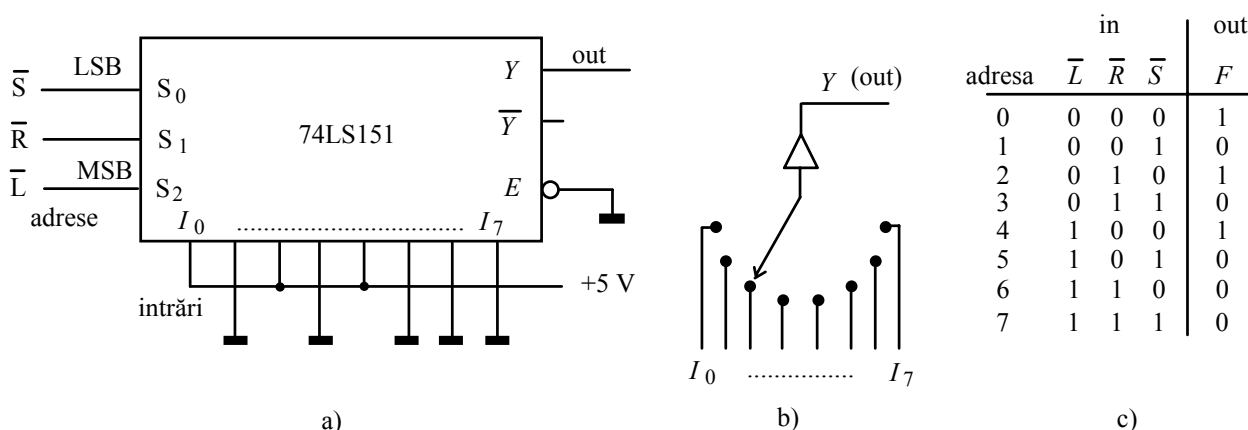


Fig. 16.21. Implementarea unei funcții logice cu trei variabile de intrare cu ajutorul unui multiplexor cu 8 căi.

Nu mai avem decât să citim din tabelul de adevăr starea necesară a ieșirii pentru fiecare adresă și să cablăm la HIGH sau LOW linia corespunzătoare a multiplexorului. Când intrările vor selecta acea linie, starea respectivă va apărea la ieșire. Dacă dorim să realizăm alt tabel de adevăr, pur și simplu vom modifica doar stările logice în care sunt ținute cele 8 linii ale multiplexorului. Acest lucru poate fi efectuat chiar în timpul funcționării, **reprogramarea** putând fi realizată cu câteva porți.

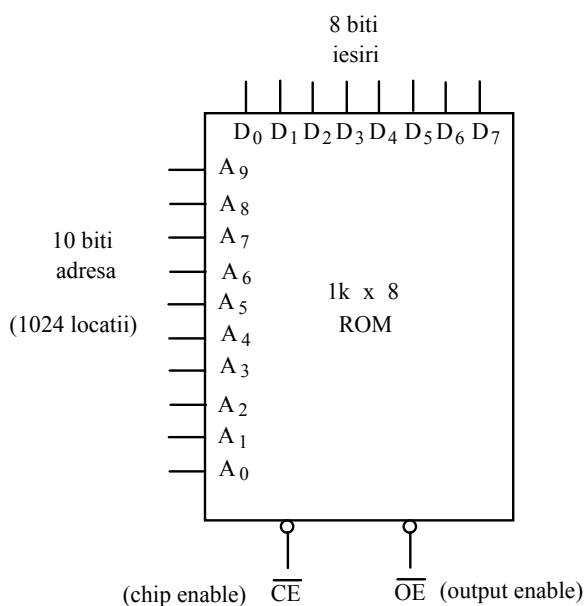


Fig. 16.22. Memorie ROM de 1 k octet.

Reprogramarea unei funcții logice realizate cu multiplexoare se poate face fie prin modificarea cablării fie prin intermediul unor porți logice, dacă acestea au fost prevăzute la proiectare. Oricum, prezența acestor porți complică circuitul, pe care tocmai credeam că l-am simplificat făcând apel la multiplexoare. Acest inconvenient este eliminat dacă implementăm funcția logică cu o memorie ROM - Read Only Memory. Ele sunt denumite READ ONLY pentru că în funcționare numai operația de citire este disponibilă; informația trebuie scrisă anterior printr-un procedeu numit programare sau, uneori, "ardere". Pentru modificarea funcției logice nu va trebui decât să introducem în soclu o altă memorie, programată corespunzător.

O memorie ROM memorizează o structură de biți (tipic 4 sau 8) pentru fiecare adresă distinctă aplicată la intrarea sa de adrese. De exemplu, o memorie de 1k octet (Fig. 16.22) furnizează câte 8 biți pentru fiecare din cele 1024 adrese posibile, comunicate circuitului pe 10 linii de adrese. Astfel, cu ea pot fi implementate simultan 8 funcții logice, numărul de variabile de intrare al fiecărei funcții fiind de maximum 10. Memoriile ROM sunt **nevolatile**, informația stocată rămânând și după întreruperea alimentării.

Felul în care se face programarea memoriei ROM depinde de principiul de construcție. Astfel, unele memorii sunt programate chiar în timpul realizării, printr-o "mască" de depunere. Altele, numite PROM, pot fi scrise de către utilizator. Primul procedeu utilizat a fost arderea efectivă a unor conexiune interne foarte fine; o astfel de memorie nu mai poate fi "ștersă" și scrisă din nou. Apoi au apărut memoriile care puteau fi șterse (EPROM - Erasable PROM) prin iluminarea cu radiație ultravioletă și, mai curând, cele care pot fi șterse electric, numite EEPROM (Electrical Erasable PROM).

## F. Circuite cu colectorul în gol și circuite cu trei stări

Etajul de ieșire al majorității circuitelor TTL și CMOS discutate până acum este construit cu tranzistoare complementare, într-o configurație asemănătoare etajului în contratimp utilizat la amplificatoarele audio. Deoarece potențialul ieșirii este tras în sus cu un tranzistor, acest tip de etaj de ieșire este numit în engleză "active pull-up".

Există, totuși, câteva situații în care acest tip de etaj de ieșire este nepotrivit. Un prim exemplu este acela al unui calculator în care mai multe unități funcționale trebuie să schimbe date între ele. Unitatea centrală (CPU), memoriile și diferitele echipament periferice au nevoie să trimită și să primească "cuvinte" de 16 biți; ar fi cu totul nepractic să avem cabluri separate (cu 16 fire) care să lege fiecare dispozitiv la toate celelalte. Soluția este așa numita **magistrală de date (data bus)**, un singur set de 16 fire accesibil tuturor dispozitivelor. La un moment dat numai un singur dispozitiv "vorbește" (modifică stările magistralei) dar toate celelalte pot "asculta" (primi date). Astfel, trebuie să existe un arbitru (bus arbitrator, bus master) care să dicteze în orice moment cine poate scrie date pe magistrală.

Circuitele digitale cu etaj de ieșire în contratimp (active pull-up) nu se pot conecta la magistrala de date (Fig 16.23 a) deoarece ele nu lasă și altora posibilitatea controlului liniilor, forțându-le fie în HIGH fie în LOW. Dacă am conecta asemenea ieșiri între ele, ar apărea un conflict și potențialul ar ajunge într-o stare nedeterminată logic (în zona dintre cele două subintervale ce definesc stările HIGH și LOW). Avem nevoie de circuite ale căror ieșiri să se poată "deconecta" de la liniile magistralei.

Există două asemenea tipuri de circuite: dispozitive cu colectorul în gol (open collector) și dispozitive cu trei stări (three-state). Așa cum se vede în Fig. 16.23 b), la circuitele open collector, colectorul tranzistorului final, de tip *npn*, nu este conectat intern; astfel, este necesară montarea unui rezistor care să "tragă în sus" potențialul său atunci când ieșirea este în starea HIGH (pull-up resistor). Valoarea rezistenței nu e critică, de la câteva sute de  $\Omega$  la câțiva  $k\Omega$ ; valorile mici ale rezistenței oferă avantajul unei viteze de comutație mari și a unei imunități mai bune la zgomot, cu prețul creșterii puterii disipate. Faptul că o anumită poartă este "open collector" se arată prin desenarea unui asterisc lângă borna sa de ieșire.

Două ieșiri "open collector" se pot lega împreună la un singur rezistor (desenul c). Acum potențialul ieșirii este ridicat (în starea HIGH) numai dacă ambele tranzistoare de ieșire sunt blocate, adică ambele porți sunt în starea HIGH. Cablarea împreună a ieșirilor implementează automat funcția AND (ȘI) între cele două ieșiri considerate separat. În jargon se spune că s-a realizat un "ȘI cablat". O altă utilizare a porților "open collector" este comanda unor sarcini alimentate la tensiuni mai mari decât tensiunea de 5 V a circuitelor logice (desenul d).

Să vedem cum putem comanda o magistrală de date cu porți "open collector" (Fig. 16.24). Pentru simplitate am figurat numai trei din cele opt porți NAND care scriu date pe magistrală și le-am figurat în logică negativă (assertion logic). Dacă semnalele WRITE și SELECT nu sunt ambele în HIGH, atunci semnalul WRSEL este în LOW. Efectul lui asupra porților open collector este ducerea ieșirilor lor în stare

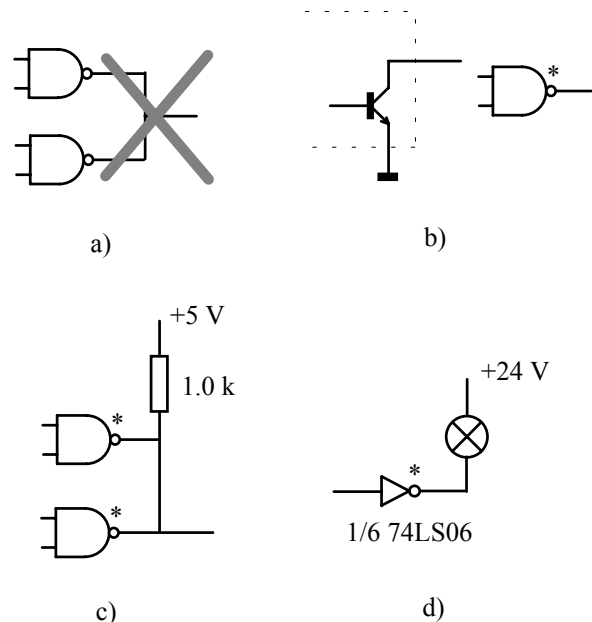


Fig. 16.23. Conectarea ieșirilor a doua porți "clasice" este interzisă (a); ieșirile porților se tip "open collector" (b) se pot interconecta, permițând realizarea unor funcții logice "cablate" (c). O poartă open collector poate controla o sarcină alimentată cu tensiune mare (d).

HIGH indiferent de semnalele  $\overline{B}_0, \overline{B}_1, \overline{B}_2, \dots, \overline{B}_7$ ; porțile open collector lasă libere liniile magistralei, permițând altor blocuri funcționale să scrie pe magistrală. Când sunt primite simultan semnalul de scriere (WRITE în HIGH) și semnalul de selecție (SELECT în HIGH), atunci semnalul WRSEL trece în HIGH și nu mai afectează ieșirile porților open collector, care rămân controlate de semnalele  $\overline{B}_0, \overline{B}_1, \overline{B}_2, \dots, \overline{B}_7$ . Astfel, liniile magistralei sunt forțate în stările  $B_0, B_1, B_2, \dots, B_7$

Comanda magistralelor cu circuite "open collector" a fost utilizată multă vreme în construcția calculatoarelor, mai ales înainte de răspândirea circuitelor CMOS. Și astăzi, liniile de date ale portului paralel al calculatoarelor personale (pentru imprimantă) precum și interfețe standard cu aparatura de laborator (cum este IEEE 488, cunoscută și ca GPIB) sunt comandate de ieșiri "open collector". Când proiectăm o aplicație pe portul paralel nu trebuie să uităm să montăm rezistoare care să tragă în sus potențialele liniilor respective.

O altă aplicație a porților open collector este comanda sarcinilor care au nevoie de tensiune pozitivă mai mare decât tensiunea de +5 V cu care este alimentat circuitul TTL. De exemplu, 74LS06 conține șase inversoare "open collector" ale căror tranzistoare finale pot funcționa până la o tensiune colector-emitor de 30 V. Putem comanda, astfel, aprinderea unui bec alimentat la 24 V (Fig. 16.23 d). Pentru același tip de aplicație se realizează și circuite digitale CMOS "cu drenea comună", cum este 40107 (din seria 4000) care conține două porți NAND de putere (120 mA).

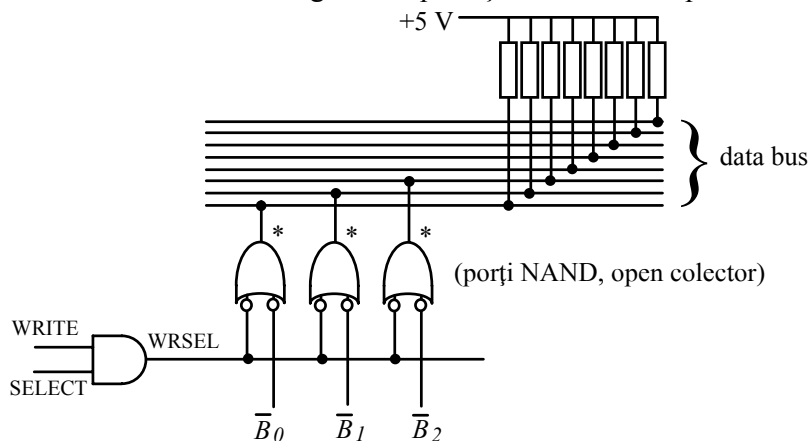


Fig. 16.24.

Dezavantajul circuitelor open collector este **micsorarea vitezei de comutație și a imunității la zgomot**, deoarece ridicarea potențialului este făcută cu un rezistor (resistor pull-up) și nu cu un tranzistor. Din acest motiv, în majoritatea cazurilor sunt preferate **circuitele logice cu trei stări (three-state sau TRI-STATE)**. Denumirea, introdusă de National Semiconductor, poartă să producă confuzie asupra începătorului. Nu este vorba de o logică cu trei stări (stările logice sunt numai HIGH și LOW), pur și simplu circuitul mai are o a treia stare fizică în care ieșirea este lăsată în gol, indiferent de starea logică a intrărilor de date (Fig. 16.25). Aceasta este numită "stare de mare impedanță" și este notată uneori cu Z. Există o intrare specială de comandă care îi spune circuitului când să se comporte ca un circuit obișnuit (cu ieșirea "trasă" în sus pentru starea HIGH și în jos pentru starea LOW) și când, indiferent de starea intrărilor de date, să lase ieșirea în gol. În această ultimă situație se spune că circuitul este "dezactivat".

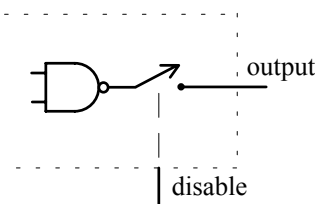


Fig. 16.25.

Dacă un circuit are o intrare de activare (ENABLE) nu înseamnă neapărat că el este unul cu trei stări. Dacă priviți din nou Fig. 16.21 a) veți observa că multiplexorul 74LS151 are o intrare notată cu  $\overline{E}$  și activă pe nivelul LOW (există un cerculeț desenat la acea intrare). Acest multiplexor nu este unul cu trei stări, dacă nu este activat el menține ieșirea în LOW și nu într-o stare de mare impedanță cum ar face un circuit cu trei stări.

Ieșirile circuitele cu trei stări se pot lega direct la magistrala de date. Logica de comandă trebuie să asigure însă ca la un moment dat numai unul dintre acestea să fie activat. Aceasta se face de obicei prin magistrala de adrese (care selectează circuitul) și o comandă specială care îi permite să scrie.

## G. Circuite secvențiale

Cu o singură excepție (implementarea unei funcții logice oarecare cu memorii ROM), am discutat până acum numai despre circuite **logice combinaționale**. Pentru acestea, starea la un moment depinde, numai de starea intrărilor la acel moment. Din contră,

în cazul **circuitelor secvențiale** starea la un moment depinde, în afară de starea intrărilor la acel moment, și de starea imediat anterioară. Circuitele secvențiale au **memorie**.

Din acest motiv trebuie să urmărim secvența stărilor prin care trec ele (diagrama semnalelor).

Unitatea de bază pentru circuitele secvențiale este **circuitul bistabil (flip-flop** în limba engleză). Cel mai simplu este **bistabilul RS** construit cu două porți NAND (Fig. 16.26 a); în desenul b) aveți reprezentarea în logică negativă, foarte utilă dacă dorim să înțelegem funcționarea sa.. Bistabilul are două intrări pe care le-am notat cu A și B și două ieșiri notate cu X și Y.

Utilizând reprezentarea echivalentă din desenul b), să presupunem că avem la intrări o anumită stare și să vedem ce stare este posibilă la ieșiri. Pentru combinațiile  $A = 0; B = 1$  și  $A = 1; B = 0$  situația e simplă (tabelul din desenul c). În Fig. 16.27 a) este reprezentată situația pentru cazul  $A = 0; B = 1$ : semnalul A care este 0, devine 1 după negare și forțează obligatoriu în 1 ieșirea X (a porții la care este aplicat), cealaltă poartă rămânând cu ieșirea în 0. Pentru combinația  $A = 1; B = 0$  lucrurile se întâmplă exact pe dos, ieșirea Y este adusă obligatoriu în 1 iar X trece în starea 0. Astfel, pentru aceste două situații, ieșirile iau o anumită stare, determinată **numai de starea intrărilor**, bistabilul nostru comportându-se ca un circuit **fără memorie (combinational)**. Mai observăm un lucru interesant, cele două ieșiri sunt reciproc complementare  $Y = \bar{X}$ .

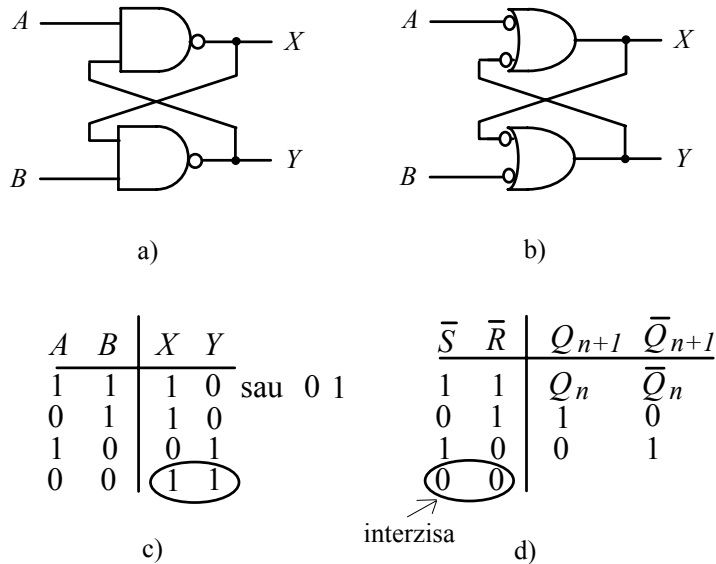


Fig. 16.26. Bistabilul RS asincron.

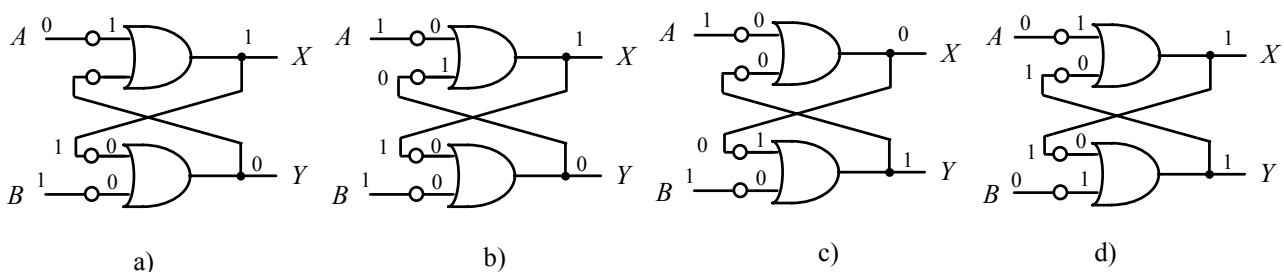


Fig. 16.27. Comportarea bistabilului RS asincron.

Analizăm acum situația când starea intrării este  $A = 1; B = 1$  (desenele b și c ale figurii 16.27). După negare, aceste semnale devin 0 și nu afectează funcționarea porților SAU. În această situație, dacă o ieșire este în 1, ea va forța automat poarta cealaltă să treacă cu ieșirea în 0; avem, deci **două stări posibile**  $X = 1; Y = 0$  și  $X = 0; Y = 1$ . Relația de complementaritate se păstrează, dar acum va trebui să luăm în



considerație și starea anterioară pentru a afla starea prezentă; **circuitul are memorie**. Vom face acest lucru imediat ce analizăm și ultima stare posibilă de la intrare.

Pentru a patra stare posibilă a intrării,  $A = 0; B = 0$ , analiza e foarte simplă (Fig. 16.27 d): după negare ambele semnale devin 1 și forțează ambele porți SAU să aibă ieșirea în 1. Starea ieșirii este, deci,  $X = 1; Y = 1$ , indiferent de starea anterioară; ieșirile nu mai sunt însă **reciproc complementare**, această situație strică toată frumusețea și începe să ne deranjeze.

Să revenim acum la problema pe care am amânat-o: în care din stările  $X = 1; Y = 0$  și  $X = 0; Y = 1$  ajunge bistabilul atunci când la intrare avem  $A = 1; B = 1$ ? Știm că răspunsul depinde de starea anterioară. Avem, deci, de analizat patru variante:

-Stare anterioară  $A = 1; B = 1$  (aceeași cu cea prezentă). Este clar că bistabilul își va păstra starea, indiferent care va fi fost ea din cele două posibile. Scriem acest lucru astfel  $X_{n+1} = X_n; Y_{n+1} = Y_n$ .

-Starea anterioară  $A = 0; B = 1$  (Fig. 16.28 a). Poarta la care intrarea suferă saltul  $0 \rightarrow 1$  este deja ținută cu ieșirea în 1 de cealaltă intrare a sa, care este legată la ieșirea  $Y$ ; ca urmare, ea nu își va schimba starea și avem din nou  $X_{n+1} = X_n; Y_{n+1} = Y_n$ . La aceeași concluzie, adică  $X_{n+1} = X_n; Y_{n+1} = Y_n$ , ajungem și dacă starea anterioară a intrării a fost  $A = 1; B = 0$ .

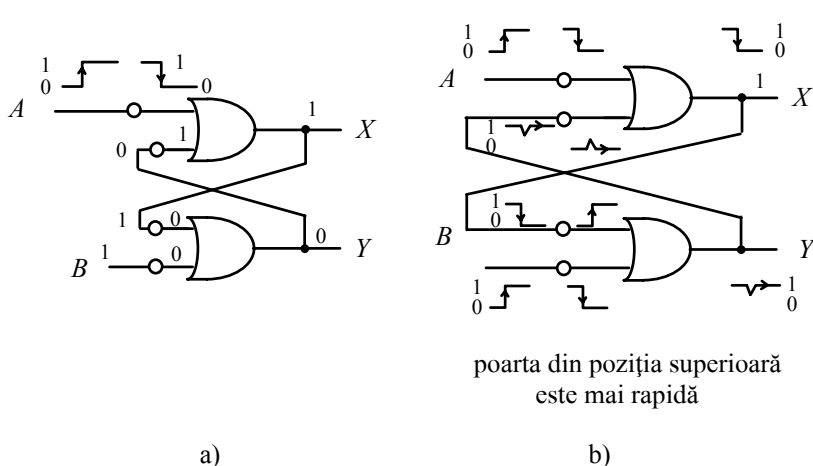


Fig. 16.28. Comportarea bistabilului RS la trecerea intrării în starea  $A = 1; B = 1$ : în desenul a) starea inițială este  $A = 0; B = 1$  iar în desenul b) este  $A = 0; B = 0$ .

inferioară va fi mai rapidă, starea finală va fi  $X = 1; Y = 0$ . În concluzie, la tranziția de la  $A = 0; B = 0$  la  $A = 1; B = 1$  **starea finală nu poate fi precisă**, fiind oricare dintre stările  $X = 1; Y = 0$  și  $X = 0; Y = 1$ . Chiar dacă am putea face ca cele două porți să fie **absolut identice**, semnalele  $A$  și  $B$  (care într-un circuit practic sunt produse de dispozitive diferite și/sau sosesc pe trasee diferite) nu au tranzițiile perfect sincrone și, din nou, **starea finală este impredictibilă**.

Astfel, starea de la intrare  $A = 0; B = 0$  ne supără din nou deoarece pornind de la ea putem ajunge într-o stare impredictibilă; există o singură soluție, **s-o interzicem**. Nu avem voie, deci, să ducem ambele intrări în 0. După această interzicere, totul se clarifică și ajungem la tabelul din Fig. 16.26 d: stările ieșirilor sunt todeauna complementare și le notăm cu  $Q$  și  $\bar{Q}$  iar cu intrarea  $A = 1; B = 1$  bistabilul își va păstra todeauna starea anterioară  $Q_{n+1} = Q_n$ . Aducerea intrării  $A$  în 0 determină, indiferent de starea celeilalte intrări, trecerea ieșirii  $Q$  în 1; din acest motiv interpretăm intrarea  $A$  ca intrare de scriere (SET) activă în starea LOW  $\bar{S} = A$ . În mod similar, intrarea  $B$  este intrare de ștergere (RESET), de asemenea activă în starea LOW,  $\bar{R} = B$ . Starea  $\bar{S} = 0; \bar{R} = 0$  este interzisă adică nu avem voie **să scriem și să ștergem în același timp**.

-Starea anterioară  $A = 0; B = 0$ . Ambele intrări trec acum **simultan** din 0 în 1; Începe o competiție de viteză între cele două porți și cu siguranță una va comuta înaintea celeilalte; în exemplul din Fig. 16.28 b), poarta din poziția superioară (a cărei ieșire este  $X$ ) este mai rapidă și comută în starea 0 înainte ca cealaltă poartă să se hotărască ce face. În consecință, la una din intrările celeilalte porți are loc o tranziție  $0 \rightarrow 1$  și poarta nu mai comută, rămânând în starea 1. Starea finală va fi, deci,  $X = 0; Y = 1$ . Dacă, din contră, poarta desenată în poziția

*Observație: Într-o mulțime de cărți (unele dintre ele chiar foarte bune) veți găsi că ultima linie a tabelului de adevăr ( $\bar{S} = 0; \bar{R} = 0$ ) este o stare nedeterminată. Cât de nedeterminată este puteți vedea în Fig. 16.27 d), cu un program de simulare din cele descrise în anexe sau construind efectiv circuitul: atât de nedeterminată încât o veți găsi **întodeauna**  $X = 1; Y = 1$ .*

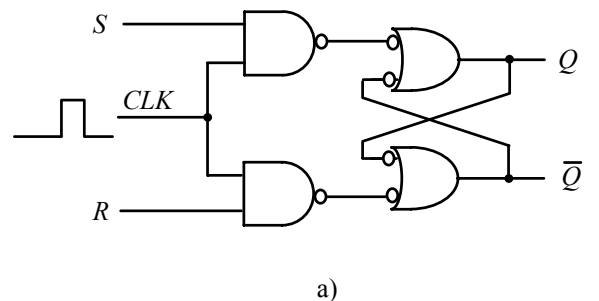
Indiferent la ce moment se întâmplă o modificare a intrărilor, bistabilul RS descris mai sus își modifică starea imediat fără să mai fie nevoie de o comandă suplimentară. Se spune că este un bistabil **asincron (jam loaded)**.

Un circuit secvențial este **asincron** dacă modificarea stării intrărilor determină imediat schimbarea stării ieșirilor, fără să mai fie nevoie de alt semnal de comandă. Dacă la un circuit secvențial numai unele intrări au o astfel de comportare, ele sunt numite asincrone sau prioritare.

Porțile care alcătuiesc bistabilul sunt circuite combinaționale (fără memorie); de unde a apărut atunci posibilitatea bistabilului de a memora? Aceasta este rezultatul **reacției pozitive** introduse prin conectarea ieșirilor la intrările porților. Și tot rezultatul reacției este și funcționarea sa imprevizibilă în anumite situații. Dacă bistabilul RS ar fi utilizat într-un sistem complex în care intrările  $\bar{R}$  și  $\bar{S}$  ar putea fi influențate printr-un circuit de logică combinațională de către ieșirile sale  $Q$  și  $\bar{Q}$  (o altă buclă de reacție), **funcționarea sistemului ar fi greu controlabilă**. Din acest motiv, bistabilele RS au extrem de puține aplicații, întâlnindu-se în special la eliminarea impulsurilor parazite produse de comutatoarele mecanice.

Primul pas care se poate face spre dificultăți menționate mai sus este utilizarea unui circuit ca cel din Fig. 16.29: între semnalele de intrare și bornele de intrare ale bistabilului au fost intercalate două porți NAND, comandate de **semnalul de ceas (tact) CLK**. Dacă vă mai aduceți aminte, o astfel de poartă lasă să treacă semnalul (negându-l) numai când semnalul CLK este în HIGH, în tot restul timpului ieșirea porții rămânând în starea HIGH, indiferentă la semnalul de intrare. Prin acest truc, bistabilul "citește" semnalele de intrare  $S$  și  $R$  (este "transparent") numai în intervalele de timp când semnalul de ceas este în starea HIGH, **memorând** apoi ultima informație citită; bistabilul este acum unul **sincronizat**. El mai este numit "latch transparent" (latch = zăvor în limba engleză).

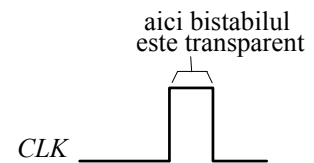
Dificultatea nu a fost decât parțial eliminată deoarece stările intrărilor se pot modifica în intervalul de timp cât semnalul de tact este în HIGH și latch-ul este transparent. Putem face însă ca bistabilul să nu fie în nici un moment transparent complet transparent de la intrare la ieșire. O soluție este intercalarea unui bistabil intermediar, numit **master** (stăpîn) și transferul informației în două etape distincte, ca în Fig. 16.30 unde cele două bistabile sunt de tipul celui din Fig. 16.29 (latch-uri transparente). Pe palierul HIGH al semnalului de ceas, bistabilul master este transparent la semnalele de intrare dar între master și bistabilul de la ieșire (**slave - sclav**) comunicația este întreruptă. La tranziția descendentă a semnalului de ceas bistabilul master este izolat de semnalele de intrare și informația este transmisă la ieșire. Comutarea ieșirii se face deci **la sfârșitul**



a)

in		out
S	R	$Q_{n+1}$
0	0	$Q_n$
0	1	0
1	0	1
1	1	interzisă

b)



c)

Fig. 16. 29. Bistabilul RS sincron (latch-ul transparent).

**tranziției descendente a semnalului de ceas** (moment marcat cu litera b), conform informației citită la intrare **imediat înaintea începerii tranziției** (momentul a).

Unele bistabile master-slave mai vechi pot prezenta comportări ciudate când fronturile semnalului de ceas sunt lente; în aceste situații este mai indicat să utilizăm un alt tip de bistabile, numite **sincronizate pe front (edge triggered)**. Deși au o structură internă diferită, ele au o comportare similară cu cele master slave (mai puțin deficiențele). Pentru a arăta că bistabilul este sincronizat pe front, la intrarea de tact se desenează simbolul din desenul b) al figurii

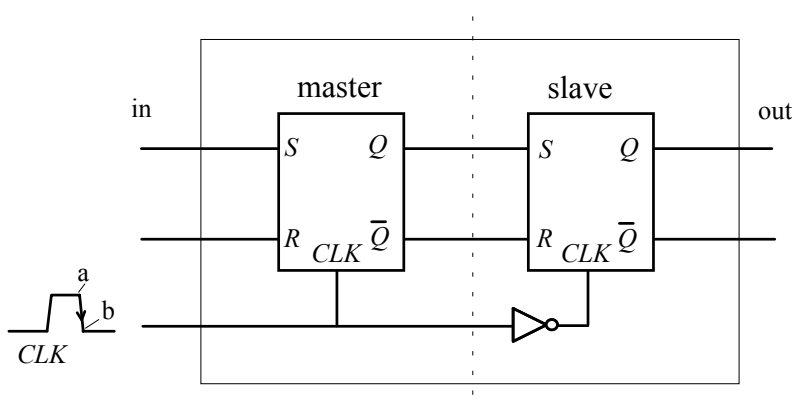


Fig. 16.30. Bistabil master-slave.

16.31. Se realizează atât bistabile sincronizate pe front la care transferul informației are loc pe frontul crescător cât și bistabile la care transferul are loc pe frontul descendent. Când sincronizarea se face pe frontul descendent, la intrare se desenează cerculețul corespunzător negației (desenul c).

În scheme, bistabilele sincronizate pe front se recunosc după simbolul  $\triangleright$  desenat la intrarea de tact; dacă sincronizarea se face pe frontul descendent, la intrarea de tact se desenează un cerculeț.

Am discutat pînă acum numai modul de sincronizare; ne ocupăm acum și de tabelul lor de adevăr. Unele dintre au numai o intrare așa cum este bistabilul de tip D. Pentru el tabelul de adevăr este foarte simplu, după frontul de sincronizare, starea ieșirii este identică cu starea intrării imediat anterioară pulsului de sincronizare  $Q_{n+1} = D_n$ . Prescurtarea D vine de la **delay**, întârziere. Bistabilele de tip D nu știu decît să "salveze" informația de la intrare, atunci când semnalul de ceas comandă acest lucru. Cu toate acestea, această funcție este atât de importantă încît bistabilele de tip D sunt cele mai frecvent utilizate bistabile, cam de 50 de ori mai frecvent decît ocupantele locului al doilea, bistabilele JK.

Bistabilele de tip D nu trebuie confundate cu latch-urile transparente, la care există un întreg interval de timp în care ieșirea urmărește starea intrării. Cîteva exemple de bistabile D sunt prezentate în Fig. 16.31 a) și b). În afara intrării  $D$  (sincronizată), se mai pot observa și intrări suplimentare, de setare și, respectiv, ștergere, care sunt **prioritare**, acționînd imediat, indiferent de starea semnalului de ceas.

Pentru bistabilele cu două intrări, perfecționarea modului de comutare a dus și la modificarea tabelului de adevăr, ajungîndu-se la bistabilul **JK**, care are tabelul de adevăr din Fig. 16.32. a) Intrarea  $J$  funcționează ca intrare de scriere iar intrarea  $K$  este intrare de ștergere, ambele intrări fiind active în starea HIGH. Se observă că problema stării interzise de la bistabilul RS (ultima linie a tabelului) a fost rezolvată prin forțarea bistabilului să treacă în starea complementară celei anterioare,  $Q_{n+1} = \bar{Q}_n$ .

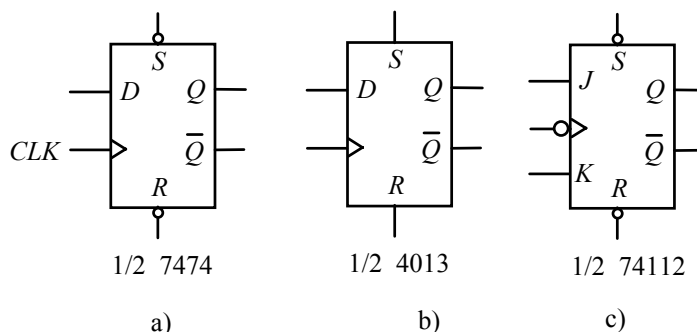


Fig. 16.31. Bistabile de tip D și JK sincronizate pe front.

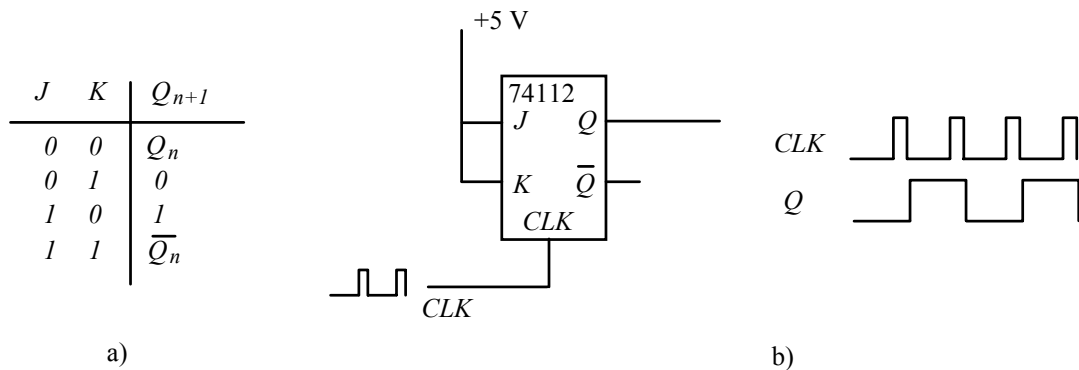


Fig. 16.32. Tabelul de adevăr al bistabilului JK master slave (a) și utilizarea sa la divizarea cu doi a frecvenței unui semnal (b).

În acest mod, dacă intrările  $J$  și  $K$  sunt ținute permanent în HIGH, la fiecare front activ al semnalului de ceas starea ieșirii se modifică, devenind complementara stării anterioare. Un asemenea bistabil care nu mai are nici o intrare în afara celei de ceas și la care  $Q_{n+1} = \overline{Q}_n$  este numit **de tip T (Toggle)**. Așa cum se observă în Fig. 16.32 b), bistabilul de tip T divizează cu doi frecvența semnalului de ceas. Pe acest principiu sunt realizate numărătoare binare. Divizorul cu doi din exemplul anterior este realizat cu un bistabil JK master-slave dar există și bistabile JK sincronizate pe front, ca cel din Fig. 16.31 c).

Un bistabil poate fi utilizat ca celulă de memorie de un singur bit. De cele mai multe ori însă, sistemele complexe manipulează **cuvinte** de câte 8, 16 sau 32 de biți. Memorarea unui cuvânt poate fi efectuată cu un ansamblu de bistabile, comandate de un același semnal de ceas, ansamblu numit **registru de memorie** sau, mai simplu, **registru**. În Fig. 16.33 este reprezentat un registru de 4 biți realizat cu bistabile de tip D. Asemenea registre sunt disponibile ca circuite integrate; de exemplu 74LS175 oferă cele patru ieșiri și complementarele lor, este sincronizat pe frontul pozitiv și mai are în plus o intrare prioritară de reset.

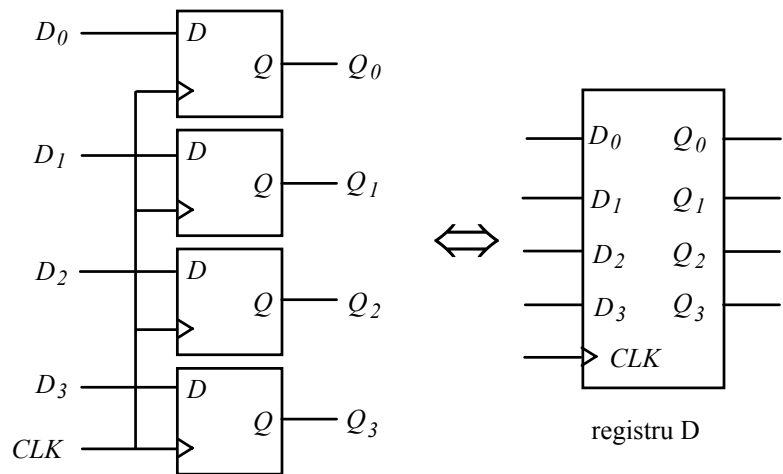


Fig. 16.33. Registru D de patru biți.

## H. Automate secvențiale

Circuitele care conțin atât dispozitive de logică combinațională (CLC) cât și bistabile constituie cea mai generală formă de circuite logice. Structura prezentată în Fig. 16.34 a) este un **automat secvențial**. Există o **stare internă** constituită de vectorul  $[Q]$  al stărilor ieșirilor registrului de memorie de tip D, un **vector de ieșire**  $[Y]$  și un **vector de intrare**  $[X]$ . La fiecare moment, partea de logică combinațională calculează din vectorii  $[X]$  și  $[Q]$  starea vectorului de ieșire  $[Y]$ . De asemenea, blocul de logică combinațională calculează, pornind tot de la  $[X]$  și  $[Q]$ , vectorul  $[D]$  care este aplicat la intrarea registrului D. Principiul de funcționare este extrem de simplu: la următorul impuls de ceas starea vectorului  $[D]$  este transmisă vectorului  $[Q]$  adică stării interne și întreg procesul se reia. Astfel, între pulsurile de tact, vectorul  $[D]$  are semnificația **stării**

**viitoare** în care va ajunge sistemul după următorul impuls de tact. În concluzie, partea de logică combinațională calculează **starea viitoare**; aceasta depinde atât de starea prezentă cât și de starea  $[X]$  a intrării. Starea ieșirii depinde, de asemenea, atât de starea actuală cât și de starea intrării. Un asemenea automat se numește **automat Mealy**.

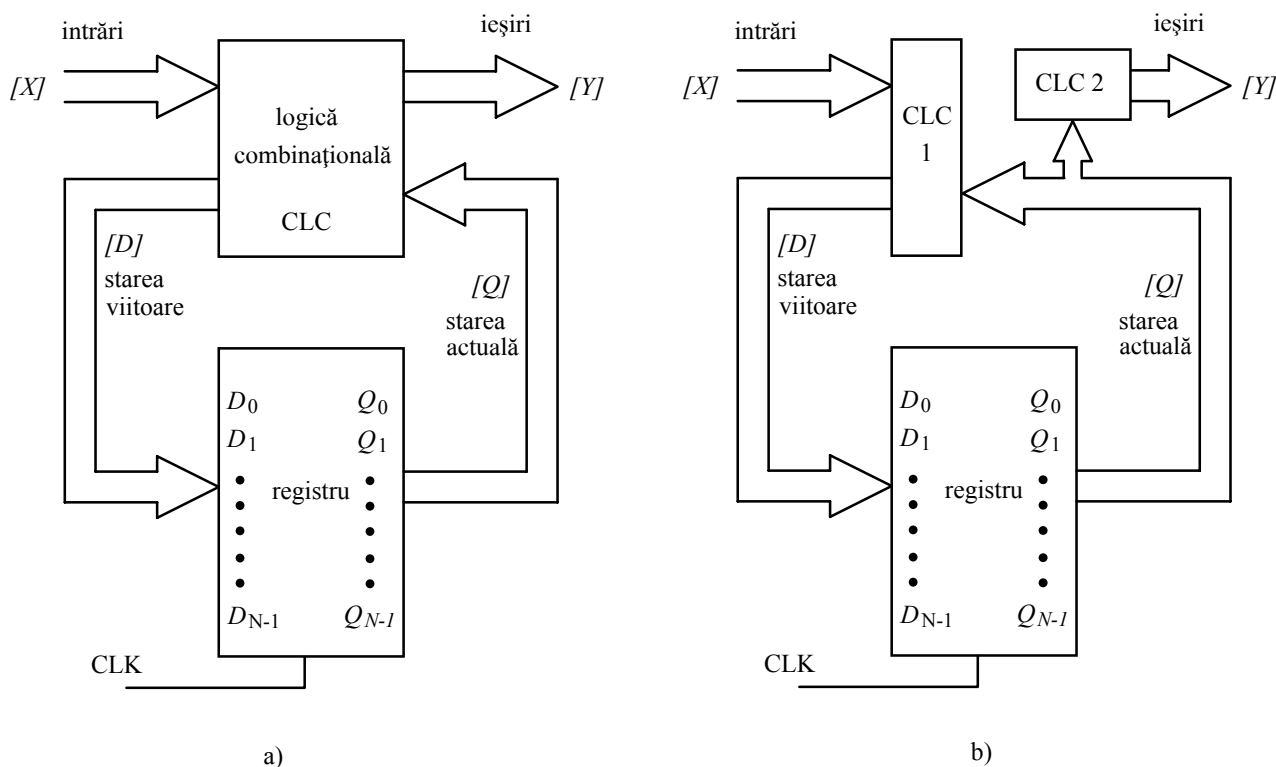


Fig.16.34. Automat Mealy (a) și automat Moore (b).

O situație mai simplă apare atunci când starea ieșirii  $[Y]$  nu mai depinde de starea intrării ci numai de starea internă  $[Q]$ , ca în desenul b); automatul poartă atunci numele de **automat Moore**. Un caz particular de automat Moore îl reprezintă circuitul din Fig. 16.35. Ieșirile sunt chiar variabilele de stare  $[Q]$  iar starea viitoare este determinată numai de starea actuală, neexistând variabile de intrare. În acest caz, sistemul efectuează un traseu în spațiul stărilor ce este determinat numai de tabelul de adevăr al blocului de logică combinațională. Astfel, sistemul obținut funcționează ca un numărător, secvența de numărare putând fi programată conform tabelului de adevăr amintit înainte.

Să exemplificăm, pe acest sistem simplu, un fenomen care se poate întâmpla la oricare automat secvențial. Presupunem că numărătorul funcționează pe trei biți și trebuie să numere în secvența  $0 \rightarrow 2 \rightarrow 4 \rightarrow 7 \rightarrow 5 \rightarrow 0 \dots$ ; numai 0,2,4,7 și 5 sunt **stări utilizate** și traseul în spațiul stărilor arată ca în Fig. 16.36 a) unde stările sunt notate atât în binar (biții  $Q_2; Q_1; Q_0$ ) cât și (în paranteză) în sistemul zecimal. Sistemul mai are însă trei stări, și

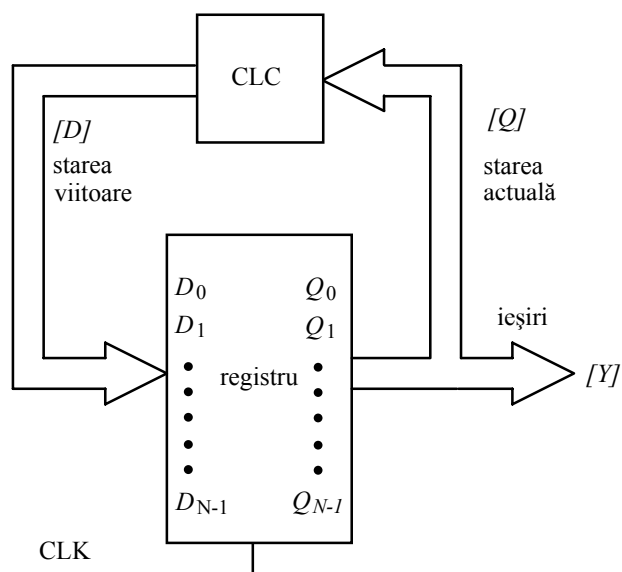


Fig. 16.35. Numărător programabil.

anume 1,3 și 6, care au fost excluse din secvența dorită.

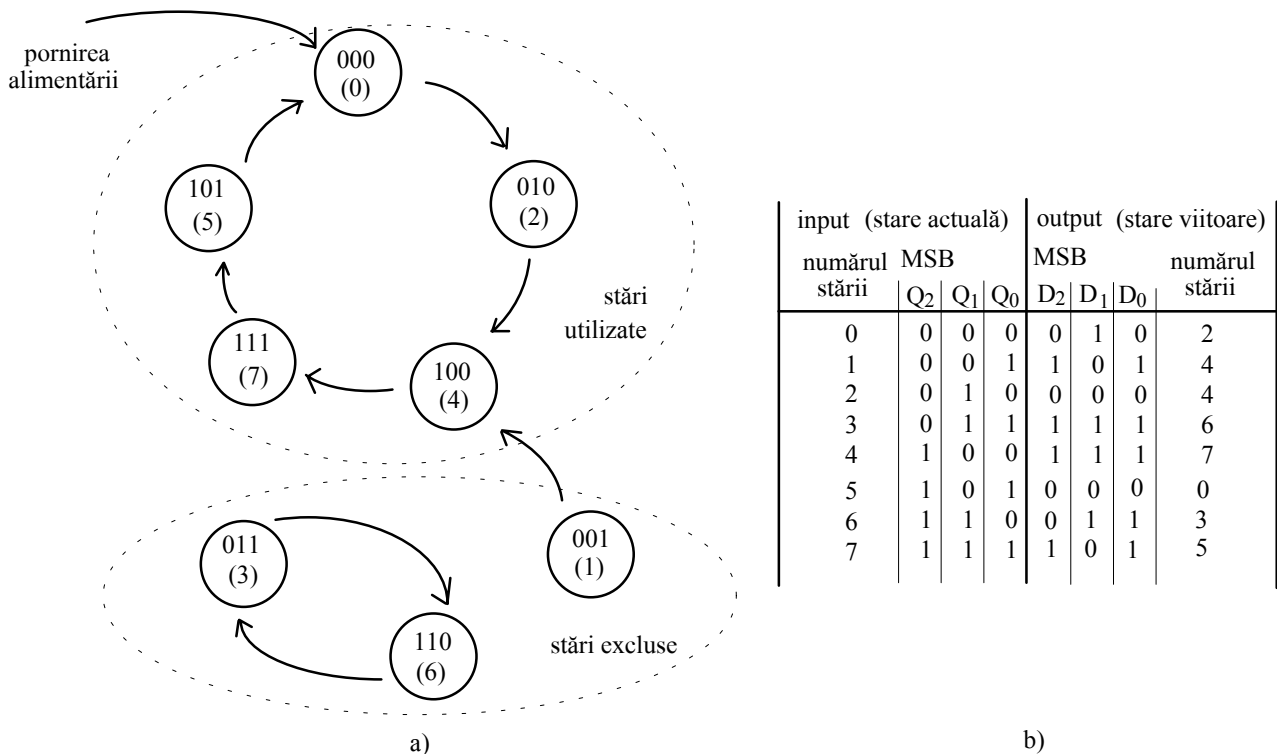


Fig. 16.36. Evoluția în spațiul stărilor  $[Q]$  (desenul a) și tabelul de adevăr pentru un numărător pe trei biți care are structura din Fig. 16.35.

Ce se întâmplă însă cu aceste stări excluse? Dacă tabelul de adevăr al circuitului de logică combinațională este cel din desenul b) al figurii, atunci sistemul evoluează așa cum arată diagrama din desenul a). Nu trebuie să ne bazăm pe presupunerea că sistemul nu poate ajunge niciodată într-o asemenea stare: la pornirea alimentării sau în cazul unor perturbații externe sistemul **poate ajunge într-o stare exclusă**. Din acest motiv, este obligatoriu să existe un circuit care la stabilirea alimentării să ducă obligatoriu sistemul într-una din stările utilizate, cel mai adesea starea zero (resetare automată la pornirea alimentării). Acest lucru a fost figurat pe desenul din Fig. 16.36 a), la pornirea alimentării, sistemul ajunge obligatoriu în starea 0.

De asemenea, este de dorit să construim tabelul de adevăr astfel încât din orice stare exclusă să se ajungă într-una din stările utilizate, așa cum se întâmplă cu starea 1 din exemplul nostru. Dacă acest lucru nu este practic (numărul de stări excluse este foarte mare și analiza lor ar dura prea mult), comportarea stărilor excluse nu este controlată de către proiectant și se poate ajunge la o situație în care sistemul să se deplaseze ciclic între stări excluse, așa cum este cazul stărilor 3 și 6 din exemplul nostru. Ajuns aici, **sistemul devine incontrollabil**. Pentru aducerea la ordine a sistemului rebel trebuie să se prevadă **un buton de resetare generală**.

*Observație:* Cu o astfel de funcționare v-ați întâlnit probabil la utilizarea receptoarelor TV moderne care rămân în stand-by: un puls parazit venit pe rețeaua de alimentare poate să trimită procesorul de comenzi într-o stare exclusă din care nu se mai poate ajunge în submulțimea stărilor utilizate. În consecință, televizorul nu mai răspunde la comenzi și trebuie resetat prin întreruperea alimentării generale un timp suficient de lung pentru ca toate condensatoarele să se descarce.

## Enunțuri frecvent utilizate

(afît de frecvent încît merită să le memorați)


-Semnalul logic (digital) are numai două stări cu semnificație: starea de potențial ridicat (HIGH), aproape de nivelul tensiunii de alimentare, și starea de potențial coborît (LOW), aproape de nivelul masei.

-Definirea exactă a acestor intervale HIGH și LOW diferă după tipul familiei de circuite logice integrate considerate.



-Cele două stări logice sunt considerate stări reciproc complementare.

-În convenția de logică pozitivă nivelului HIGH i se atribuie valoarea de adevăr TRUE (adevărat) și numărul binar 1; corespunzător, nivelul LOW este echivalent cu FALSE și numărul binar 0.

-Funcția logică NOT transformă TRUE în FALSE și reciproc; circuitul care o implementează este numit inversor logic și are simbolul .

-Ieșirea funcției logice AND (ȘI) este TRUE dacă ambele intrări sunt în TRUE; circuitul ce o implementează este numit poartă AND și are simbolul .

-Funcția logică OR (SAU) are ieșirea în TRUE dacă cel puțin o intrare este în TRUE; poarta OR are simbolul .

-Porțile NAND  și NOR  sunt mai ușor de realizat tehnologic decît cele fără negație; utilizînd numai porți NAND sau numai porți NOR poate fi sintetizată orice funcție logică.

-Cele mai utilizate familii de circuite logice integrate sunt familia bipolară TTL (care a deținut supremația aproape 30 de ani) și familia de circuite CMOS (MOS complementar) pe cale de a înlocui, în majoritatea aplicațiilor, circuitele TTL demodate acum.

-Cu excepția seriei CMOS 4000, toate seriile TTL și CMOS au aceeași sistem de numerotare a circuitelor și aceeași poziționare a pinilor, dezvoltat din seria originală TTL 7400; pentru recunoaștere, seriile CMOS au în denumire litera C (de exemplu 74C00 sau 74ACT00).

-Circuitele din familia TTL trebuie alimentate obligatoriu la +5 V cu o toleranța foarte strînsă, de  $\pm 5\%$ .

-Seria CMOS 4000 are o gamă largă a tensinii de alimentare, între +3 V și +18 V, dar restul seriilor CMOS sunt alimentate de regulă la +5V, deși pot funcționa și la alte tensiuni (de exemplu la 3.3 V) cu modificarea corespunzătoare a nivelurilor logice.

-Pentru familia TTL și seriile CMOS alimentate la aceeași tensiune de +5 V, definirea nivelurilor logice de tensiune este diferită; dificultățile apărute la interconectarea lor pot fi evitate utilizînd seriile CMOS compatibile TTL, identificabile prin litera T conținută în denumire (de exemplu 74HCT și 74ACT).

-În stare stabilă, curentul la intrările circuitelor CMOS este practic nul; în timpul comutației, intrările vehiculează curent pentru încărcarea și descărcarea capacității dintre poarta tranzistorului și canal; puterea consumată de un circuit este proporțională cu frecvența cu care au loc comutațiile stării sale.

-În starea HIGH o intrarea TTL absoarbe un curent foarte mic, de cîteva zeci de  $\mu\text{A}$ ; pentru a menține însă o intrare TTL în LOW trebuie extras din acea intrare un curent mult mai mare, ajungînd pîna la 1.6 mA la seria TTL standard; cele două stări diferă mult prin valorile curenților vehiculați.

-În cadrul unei subfamilii, nivelurile de tensiune ale ieșirilor sunt astfel încît să aducă cu siguranță intrarea în acea stare, existînd întodeuana o rezervă, numită imunitate la zgomot; pentru

familiei TTL aceasta este de 0,4 V dar la seriile CMOS imunitatea este mai mare, fiind maximă la seria 4000 alimentată la tensiune mare.

-Ieșirea unui circuit TTL poate debita în stare HIGH doar un curent de 0,5 mA (la seria standard) pe când în stare LOW aceeași ieșire poate absorbi un curent mult mai mare (16 mA la seria standard); din acest motiv aprinderea unor LED-uri, anclansarea releelor, etc. trebuie făcută pe starea LOW a ieșirii.

-Ieșirilor circuitelor CMOS sunt echivalente cu rezistoare de 200  $\Omega$  - 1 k $\Omega$  legate la alimentare sau la masă și vehiculează curenți de ordinul 10 mA (mai puțin seria 4000 care abia ajunge la 1 mA)

-Numărul de intrări din aceeași serie pe care le poate comanda o ieșire este numit fan-out; pentru familia TTL acest număr este în general egal cu 10.

-Prin inversarea logică a tuturor semnalelor de intrare și ieșire, o operație AND se transformă într-o operație OR și reciproc; reprezentarea în logică negativă este utilă pentru proiectare și înțelegerea funcționării unor sisteme, deoarece multe semnale sunt active (poartă informația relevantă) în starea LOW; nu trebuie uitat însă că denumirile tuturor porților logice integrate sunt date în logică pozitivă.

-Multiplexorul logic este un circuit a cărui ieșire are starea identică cu a uneia dintre liniile de intrare; linia de intrare a cărei stare apare la ieșire este selectată prin intermediul unor linii de adresă, pentru opt linii de intrare fiind nevoie de trei biți de adresă.

-Utilizând un multiplexor cu  $2^N$  linii de intrare (adresa pe  $N$  biți) se poate implementa orice funcție logică de  $N$  variabile; tabelul ei de adevăr se "programează" prin stările în care sunt menținute cele  $2^N$  linii de intrare.

-O altă posibilitate de implementare a unei funcții logice oarecare de  $N$  variabile se bazează pe utilizarea unei memorii ROM (read-only memory) cu adresa pe  $N$  biți ( $2^N$  locații de memorie); cum aceste memorii sunt organizate pe cuvinte de 8 sau 16 biți, cu ajutorul unei asemenea memorii se pot implementa simultan 8 sau 16 funcții logice diferite.

-Ieșirile circuitelor logice "obișnuite" nu se pot interconecta; există, totuși, două tipuri de circuite logice care permit interconectarea ieșirilor: circuitele cu colectorul în gol (open-colector) și circuitele cu trei stări (tri-state).

-În circuitele cu colectorul în gol potențialul ieșirii trebuie tras în sus cu un rezistor extern; astfel pot fi comandate sarcini cu tensiunea de alimentare mai mare de 5 V și se pot conecta împreună mai multe astfel de ieșiri; pe simbolul circuitului, faptul că ieșirea este "open-colector" se reprezintă prin desenarea unui asterisc.

-La circuitele cu trei stări, atunci când sunt dezactivate, ieșirea este lăsată pur și simplu în aer, indiferent de starea logică a intrărilor; această stare mai este numită "de mare impedanță" sau stare Z.

-Utilizând circuite "open colector" sau cu trei stări, pe aceeași magistrală de date (bus) pot trimite informație mai multe dispozitive logice; este necesară prezența unui "arbitru de magistrală" care să hotărască în orice moment care dintre dispozitive are dreptul de scriere.

-Spre deosebire de circuitele combinaționale a căror stare este determinată numai de starea actuală a intrărilor, circuitele secvențiale au memorie pentru că starea lor actuală poate depinde și de starea anterioară; blocurile de bază ale circuitelor secvențiale sunt circuitele bistabile (flip-flop).

-Bistabilul RS asincron are două stări posibile la ieșire,  $Q = 0; \bar{Q} = 1$  și  $Q = 1; \bar{Q} = 0$ ; intrarea  $\bar{S}$ , activă în LOW, este folosită pentru scriere ( $Q = 1$ ) iar intrarea  $\bar{R}$ , de asemenea activă în LOW, este folosită pentru ștergere ( $Q = 0$ ). Modificarea stării ieșirii are loc imediat după comanda aplicată la intrare; activarea simultană a intrărilor este interzisă; .



-La bistabilul RS sincronizat (latch-ul transparent), mai apare în plus semnalul de tact; modificarea stării intrărilor este luată în considerație (bistabilul este transparent) numai pe nivelul activ al semnalului de tact.

-Faptul că, în cazul anterior, bistabilul este transparent tot timpul cât semnalul de tact rămîne în starea activă, reprezintă un inconvenient major; eliminarea acestuia se face prin utilizarea unor bistabile comutate pe frontul semnalului de tact.

-Există două categorii de astfel de bistabile comutate pe front: bistabilele master-slave, demodate deoarece se comportă ciudat la fronturi lente ale semnalului de tact, și bistabilele sincronizate pe front (edge triggered). Deși principiile de construcție sunt diferite, funcționarea este similară: comutarea ieșirii se face spre sfîrșitul frontului activ al semnalului de tact, conform stării intrărilor citită imediat înaintea acestui front.

-Cel mai utilizat tip de bistabil comutat pe front este bistabilul de tip D (delay), care are o singură intrare notată cu  $D$ ; la apariția frontului semnalului de tact, starea intrării  $D$  apare la ieșire  $Q_{n+1} = D_n$ .

-Un alt tip de bistabil comutat pe front este bistabilul JK; intrarea  $J$  este intrare de scriere, intrarea  $K$  este intrare de ștergere, activarea simultană a acestor intrări trecînd bistabilul în starea complementară  $Q_{n+1} = \overline{Q_n}$ .

-Un asemenea bistabil, la care  $Q_{n+1} = \overline{Q_n}$  este numit bistabil T (toggle) și este utilizat la realizarea numărătoarelor binare (divizoare cu puteri ale lui 2).

-Conectarea împreună a unor regiștri de tip D și a unui bloc de logică combinațională conduce la realizarea unor structuri deosebit de utile, cum sunt automatele secvențiale.

## Termeni noi

<b>-semnal digital (logic)</b>	semnal care are numai două stări cu semnificație, puse în corespondență cu numerele binare 0 și 1 și cu valorile de adevăr TRUE și FALSE;
<b>-circuite combinaționale</b>	circuite digitale la care starea ieșirii nu depinde decât de starea actuală a intrărilor;
<b>-poartă logică</b>	circuit logic (integrat) care implementează o funcție logică simplă: AND, OR, NOT, NAND, NOR, XOR;
<b>-circuite digitale TTL</b>	familie de circuite logice cu tranzistoare bipolare, alimentată la +5 V; a deținut supremația aproape 30 de ani dar lasă acum locul circuitelor integrate CMOS;
<b>-circuite digitale CMOS</b>	familie de circuite logice cu tranzistoare MOS complementare (tranzistoare cu canal n și tranzistoare cu canal p); seriile ce fac parte din această familie au depășit prin viteză și consum redus seriile familiei TTL;
<b>-imunitate la zgomot în starea HIGH</b>	diferența între tensiunea minimă în care urcă o ieșire în starea HIGH și nivelul necesar unei intrări pentru a fi considerată în starea HIGH; la familia TTL ieșirea urcă la 2.4 V pe când nivelul necesar intrării este de 2.0 V, imunitatea fiind astfel de 0.4 V;
<b>-imunitate la zgomot în starea LOW</b>	diferența între tensiunea maximă la care coboară o ieșire în starea LOW și nivelul necesar unei intrări pentru a fi considerată în starea LOW; la familia TTL ieșirea coboară sub 0.4 V pe când nivelul necesar intrării este de 0.8 V, imunitatea fiind astfel de 0.4 V;
<b>-fan-out</b>	numărul maxim de intrări, din aceeași serie de circuite digitale, pe care le poate comanda o ieșire; la familia TTL acesta este în general egal cu 10;
<b>-multiplexor logic</b>	circuit care permite transmiterea mai multor semnale pe un singur fir; starea logică a ieșirii (unice) este identică la un moment dat cu starea uneia dintre intrări; selecția acestei intrări se face prin liniile de adresă;
<b>-demultiplexor</b>	circuit care permite transmiterea unui semnal pe câte una din mai multe linii posibile, starea logică a ieșirii respective fiind identică cu starea intrării (unice); selecția ieșirii se face prin liniile de adresă;
<b>-memorie ROM (read-only)</b>	circuit care înmagazinează informație sub formă digitală, permițând numai citirea acesteia;
<b>-memorie EPROM</b>	memorie ROM care poate fi ștersă și programată din nou; ștergerea se făcea la început cu radiație ultravioletă;
<b>-memorie EEPROM</b>	memorie EEPROM la care ștergerea se face electric;

<b>-circuite open-colector</b>	circuite logice integrate la care lipsește rezistorul care lega la alimentarea pozitivă colectorul tranzistorului final; acest rezistor trebuie montat extern de către utilizator;
<b>-circuite cu trei stări (tri-state)</b>	circuite logice integrate care își lasă ieșirea în gol (stare de mare impedanță) atunci când sunt dezactivate dezactivat; activarea circuitului este comandată digital pe un anumit pin;
<b>-magistrală (bus)</b>	ansamblu de linii la care sunt conectate ieșirile mai multor circuite open-colector sau tri-state; acestea pot scrie pe rând, supervizate de un arbitru de magistrală; la liniile magistralei au acces simultan (pentru citire) intrările mai multor circuite;
<b>-circuite secvențiale</b>	circuite digitale cu memorie; starea ieșirii depinde de starea intrărilor dar și de starea anterioară a ieșirii;
<b>-circuit basculant bistabil (flip-flop)</b>	circuit logic cu două stări stabile între care comută ca urmare a modificării stării intrărilor;
<b>-bistabil asincron</b>	circuit bistabil la care o comandă aplicată la intrare produce imediat modificarea corespunzătoare a stării ieșirii;
<b>-semnal de ceas (tact)</b>	semnal care comunică circuitelor secvențiale când anume trebuie să ia în considerație starea intrărilor;
<b>-bistabil comutat pe nivelul semnalului de tact</b>	bistabil la care modificarea stării ieșirii nu are loc decât pe nivelul activ (HIGH sau LOW) al semnalului de tact;
<b>-bistabil comutat pe frontul semnalului de tact</b>	bistabil la care modificarea stării ieșirii nu are loc decât pe frontul activ (up sau down) al semnalului de tact;
<b>-bistabil master-slave</b>	bistabil la care modificarea stării ieșirii se face la sfârșitul frontului activ al semnalului de tact, conform stării intrării citită imediat înaintea semnalului de tact; la fronturi lente ale semnalului de tact se comportă uneori bizar;
<b>-bistabil sincronizat pe front (edge triggered)</b>	bistabil cu funcționare similară celui master-slave dar cu o arhitectură ce elimină deficiența menționată mai sus;
<b>-automat secvențial (cu număr finit de stări)</b>	circuit care conține un registru de memorie și un bloc de logică combinațională (BLC); starea viitoare este calculată de către BLC la fiecare moment pornind de la starea internă actuală și starea intrărilor iar la următorul front al semnalului de ceas aceasta devine stare actuală;

## Probleme rezolvate

**Problema 1.** Implementați funcția logică XOR (SAU exclusiv) utilizând numai porți NAND și NOR.

*Observație:* Acesta este doar un exercițiu pentru a vă familiariza cu procedura de sinteză a unei funcții logice; pentru funcția XOR aveți circuite digitale integrate cu patru asemenea porți pe capsulă, 7486 în seriile 74xx și 4070 în seria 4000.

### Rezolvare

Conform Fig. 16.8 b), ieșirea funcției logice XOR, este în starea TRUE (1 logic) numai atunci când oricare dintre intrări (**dar nu ambele**) este în starea 1 logic. Astfel, ea este asemănătoare cu o funcție SAU și vom începe sinteza cu această funcție aplicată intrărilor  $A$  și  $B$  (Fig. 16.37 a). Ceea ce nu ne convine este că în situația  $A = 1; B = 1$ , variabila  $C$  este în 1. Pentru a corecta acest lucru, trebuie, mai întâi să producem un semnal care să ne spună când apare această situație,  $A = 1; B = 1$ . Funcția AND (ȘI) este potrivită pentru această sarcină (desenul b), variabila  $D$  va fi în starea 1 **numai** când apare la intrare situația în care este necesară corecția.

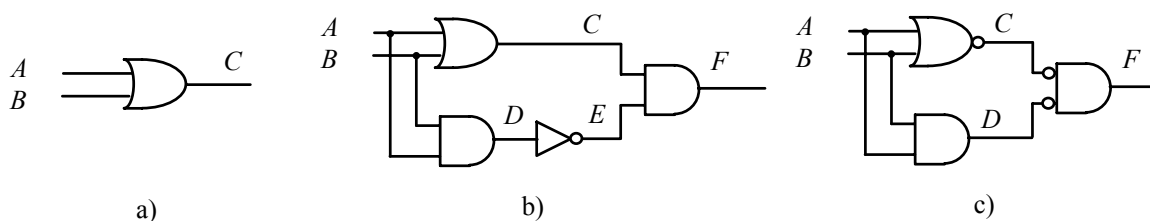


Fig. 16.37.

Ce corecție trebuie să facem? Când  $D$  este în 0 nu trebuie să facem nimic, funcțiile OR și XOR produc aceeași valoare la ieșire  $F = C$ . Numai când  $D$  este în 1, trebuie să forțăm ieșirea în 0,  $F = 0$ . Ne trebuie o poartă care să permită trecerea unui semnal dar să îl forțeze în zero atunci când dorim; o poartă AND realizează acest lucru (desenul b), cu  $E = 1$  ieșirea  $F$  repetă starea intrării  $C$  iar  $F$  este forțat în 0 dacă intrarea  $E$  ajunge în 0. Numai că noi vrem ca  $F$  să fie adus forțat în 0 numai când  $D$  este în 1; va trebui să comandăm intrarea  $E$  cu semnalul  $\overline{D}$ , adică să introducem un inversor.

Avem acum schema completă; mai rămâne să o transformăm astfel încât să conțină numai porți NAND și NOR. Pentru a transforma poarta OR din desenul b) în poartă NOR, introducem două negări succesive, ca în desenul c). Acum ultima poartă are negări pe ambele intrări și este, conform Tabelului 16.1 **reprezentarea în logică negativă** a unei porți NOR.

Ajungem astfel la schema din Fig. 16.38. a). Mai rămâne de transformat o singură poartă, din AND în NAND. Nu o putem face decât cu prețul introducerii unei porți suplimentare, ca în Fig. 16.38 b). Am reușit, deci, să implementăm funcția XOR utilizând numai porți NAND și NOR.

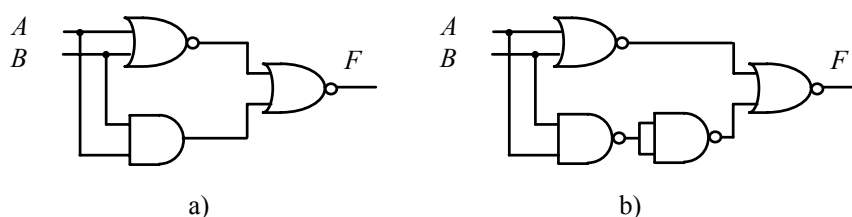


Fig. 16.38.

**Problema 2.** În textul acestui capitol ați întâlnit o aplicație (Fig 16.21) cu multiplexorul integrat 74LS151, care este unul cu opt căi (adresa pe trei biți). Utilizați două astfel de capsule pentru a realiza un circuit de multiplexare 16 la 1.

**Rezolvare**

Semnalele pe care le prelucrează circuitul 74LS151 sunt cele din Fig. 16.39. Liniile care trebuie multiplexate sunt aplicate la intrările  $I_0, \dots, I_7$  iar ieșirea este cea notată cu  $Y$ . Selecția uneia dintre intrări se face conform celor trei biți de adresă  $S_0, S_1$  și  $S_2$ , ultimul fiind cel mai semnificativ. Circuitul mai are o intrare, de activare (ENABLE); prin aducerea în HIGH a acestei intrări, ieșirea trece necondiționat în LOW.

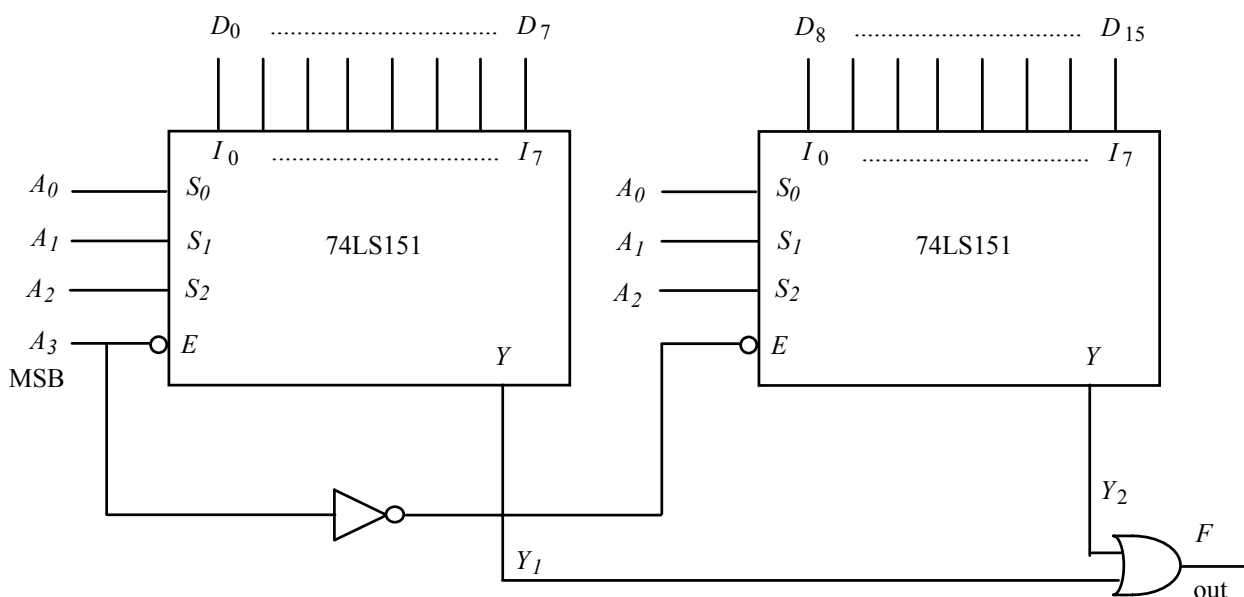


Fig.16.39.

adresa				out		
$A_3$	$A_2$	$A_1$	$A_0$	$Y_1$	$Y_2$	$F$
0	0	0	0	$D_0$	0	$D_0$
1	0	0	1	$D_1$	0	$D_1$
2	0	0	1	•	0	•
3	0	0	1	•	0	•
4	0	1	0	•	0	•
5	0	1	0	•	0	•
6	0	1	1	•	0	•
7	0	1	1	$D_7$	0	$D_7$
8	1	0	0	0	$D_8$	$D_8$

a)

adresa				out		
$A_3$	$A_2$	$A_1$	$A_0$	$Y_1$	$Y_2$	$F$
8	1	0	0	0	$D_8$	$D_8$
9	1	0	0	0	$D_9$	$D_9$
10	1	0	1	0	•	•
11	1	0	1	0	•	•
12	1	1	0	0	•	•
13	1	1	0	0	•	•
14	1	1	1	0	•	•
15	1	1	1	0	$D_{15}$	$D_{15}$

b)

Fig.16.40.

Utilizarea acestei intrări de activare ne va permite "expandarea" multiplexării la un număr de 16 linii, adresabile cu patru biți. Al patrulea bit de adresă,  $A_3$  (cel mai semnificativ) va fi aplicat direct la intrarea de activare a primului circuit 74LS151. Astfel, pentru adresele 0..7 acest bit va fi în 0 și primul circuit va fi activat, ieșirea sa repetând una dintre primele opt linii  $D_0, \dots, D_7$ . În această situație, al doilea circuit 74LS151 trebuie menținut dezactivat; acest lucru îl realizăm simplu, negând semnalul  $A_3$  și aplicându-l la

intrarea sa de activare. Din această cauză, ieșirea celui de-al doilea circuit va fi în 0 și nu va afecta funcționarea porții SAU a cărei ieșire  $F$  va repeta starea ieșirii primului multiplexor, așa cum se poate vedea în tabelul de adevăr din Fig. 16.40 a).

După cum se vede în Fig. 16.40 b), pentru celelalte adrese, de la 8 la 15, bitul de adresă  $A_3$  va fi în 1 logic și situația va fi inversată: primul circuit 74LS151 va fi dezactivat iar ieșirea  $F$  va repeta starea uneia dintre liniile  $D_8, \dots, D_{15}$ . De fapt, al doilea multiplexor "vede" o adresă dată numai de biții  $A_0, \dots, A_2$ , adică între 0 și 7 și selectează una din intrările sale  $I_0, \dots, I_7$ ; pe aceste intrări sunt legate, însă, liniile  $D_8, \dots, D_{15}$ .

## Probleme propuse

**P 16.1.** La prima problemă rezolvată a fost implementată funcția XOR (SAU exclusiv) utilizând porți NAND și NOR. Pornind de la schema din Fig. 16.37 c), încercați să o implementați numai cu porți NAND.

**P 16.2.** Rezolvați aceeași problemă, utilizând de data aceasta numai porți NOR.

**P 16.3.** Un semnal digital  $A$  este aplicat la intrarea unei porți XOR (SAU exclusiv) iar pe cealaltă intrare se aplică un semnal de control  $C$ . Ce semnal se obține la ieșire dacă semnalul de control este menținut în 0 logic? Dar dacă este menținut în 1 logic? Propuneți o aplicație a acestui circuit.

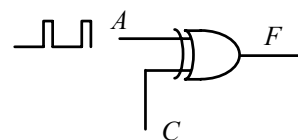
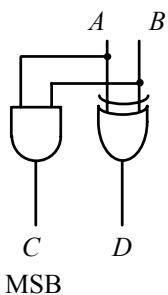


Fig. 16.41.



MSB

Fig. 16.42.

**P 16.4.** Cu porți logice se pot realiza și circuite care să efectueze suma aritmetică între două numere reprezentate în binar. Dacă adunăm două numere reprezentate pe un bit (fiecare având valoarea 0 sau 1), suma aritmetică poate lua valori pînă la 10 (în binar) adică trebuie reprezentată pe doi biți. Arătați că circuitul reprezentat în Fig. 16.42 îndeplinește această funcție, adunînd numărul reprezentat de bitul  $A$  cu numărul reprezentat de bitul  $B$ .

**P 16.5.** Analizați funcționarea circuitului din Fig. 16.43, pentru fiecare din cele două stări ale semnalului de selecție. Ce funcție realizează acest circuit?

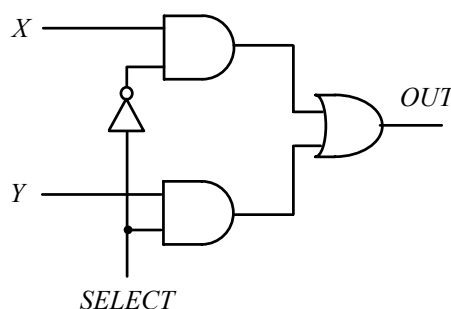


Fig. 16.43.

**P 16.6.** Circuitul din Fig. 16.44 are două intrări,  $S_0$  și  $S_1$  și patru ieșiri. Deduceți tabelul său de adevăr și formulați o concluzie în privința comportării fiecărei ieșiri. Un circuit ce realizează o asemenea funcție este numit **decodor 1 din 4**.

**P 16.7.** Un asemenea decodor 1 din 4 este utilizat în circuitul din Fig. 16.45; poarta OR are patru intrări. Ce funcție îndeplinește acest circuit?

**P 16.8.** Porțile de transmisie (repetoarele) din circuitul prezentat în Fig. 16.46 sunt **cu trei stări**, intrările lor de activare ( $E$ ) fiind active în starea HIGH. Aceste intrări de activare sunt comandate de un decodor 1 din 4 de tipul celui de la problema P 16.6. Ce funcție îndeplinește circuitul?

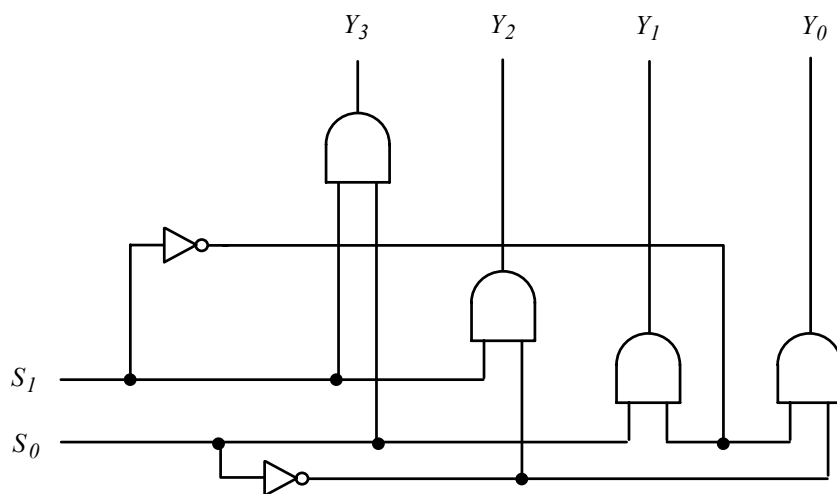


Fig. 16.44.

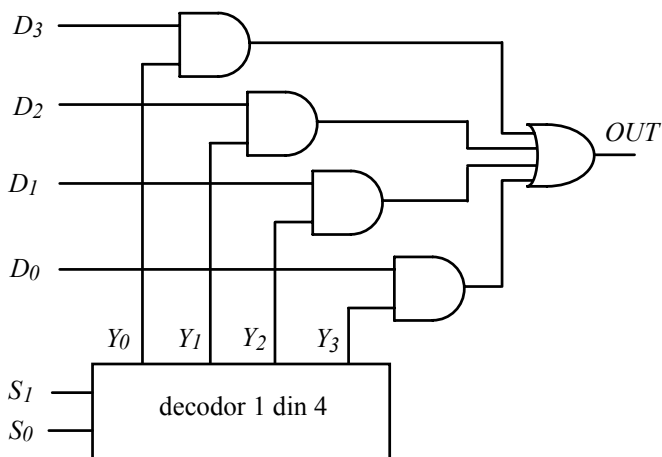


Fig. 16.45.

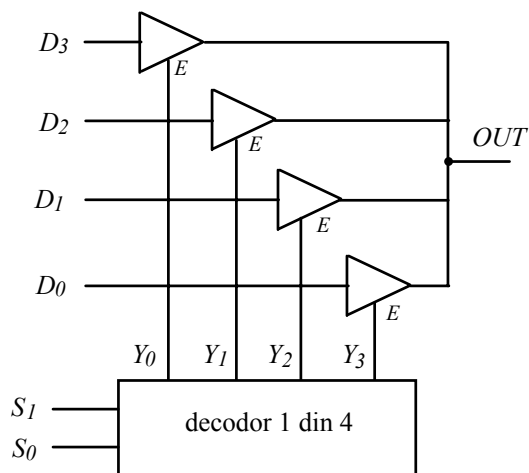


Fig.16.46.

**P 16.9.** Circuitele din Fig. 16.45 și Fig. 16.46 îndeplinesc aceeași funcție. De ce al doilea are o structură mai simplă ?

**P 16.10.** Oricare ar fi starea intrărilor, la un decodor 1 din 4, numai una dintre ieșiri este în starea HIGH; care anume, depinde de starea intrărilor  $S_0$  și  $S_1$ . Astfel, prin utilizarea unui astfel de decodor, putem transmite **patru comenzi diferite** (care se exclud reciproc) **prin numai două fire**, așa cum puteți vedea în Fig. 16.47. Semnalele  $S_0$  și  $S_1$  formează un cuvânt de doi biți,  $S_1$  fiind MSB. Determinați valorile acestui cuvânt, necesare pentru efectuarea fiecăreia dintre cele patru acțiuni.

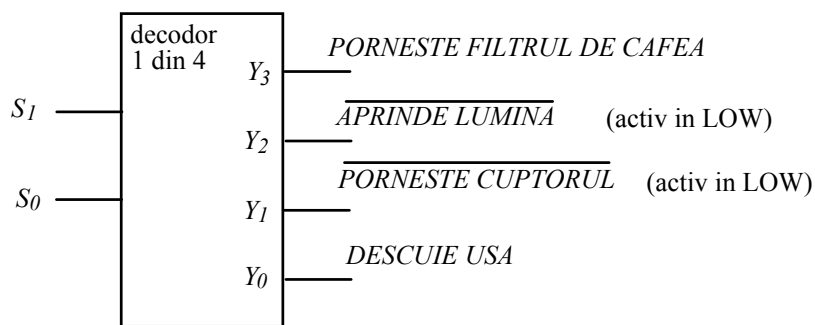


Fig. 16.47.

**P 16.11.** Portul paralel LPT 1 al calculatoarelor personale (utilizat, de obicei, pentru conectarea imprimantei) are patru linii de **control** ce pot fi comandate prin software. Starea acestora este determinată de biții  $C_3, C_2, C_1, C_0$  care sunt cei mai puțin semnificativi biți ai unui cuvânt de 8 biți (între 0 și 255). O parte din liniile de control ale portului paralel au **stările logice inversate**, așa cum sunt notate și în Fig. 16.48. Cele patru linii de control sunt aplicate la intrările unui decodor 1 din 16, existând astfel posibilitatea de a transmite pe cele 4 linii un număr de 16 comenzi diferite. Ținând seama că valorile biților  $C_7, \dots, C_4$  sunt irelevante și pot fi luate zero, ce valoare are cuvântul (de 8 biți) pe care trebuie să îl "scriem" pentru ca ieșirea  $Y_7$  să fie în starea HIGH (selectată) ? Dar dacă dorim să selectăm ieșirea  $Y_{10}$  ?



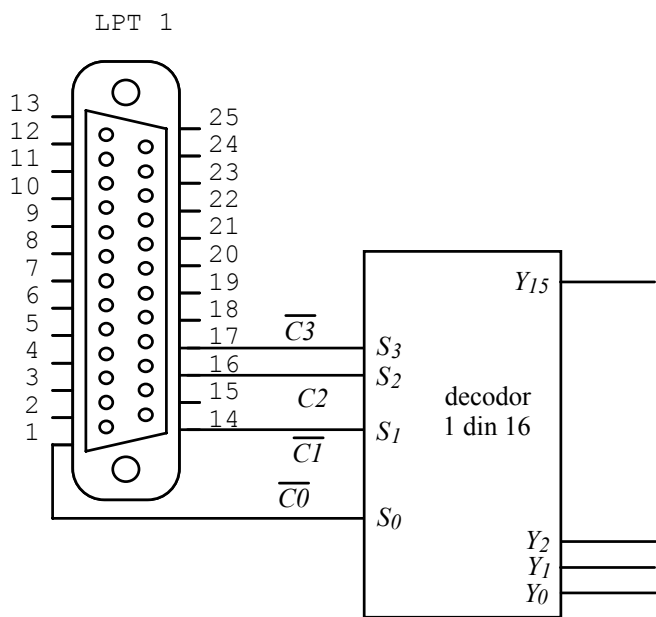


Fig. 16.48.

**P 16.12.** La acționarea unui comutator mecanic, potențialul evoluează necontrolat un timp de aproximativ 1 ms astfel un circuit digital comută de un număr impredictibil de ori înainte ca starea să devină stabilă (Fig. 16.49 a). Aceste impulsuri parazite (switch bounce) produc efecte inacceptabile, mai ales dacă semnalul este aplicat pe intrarea de ceas a unui sistem secvențial. Studiați comportarea circuitului din desenul b), care utilizează un bistabil RS asincron, și arătați că în acest fel impulsurile parazite sunt eliminate.

**P 16.13.** În Fig. 16.50 aveți un circuit bistabil de tip D, comutabil pe frontul pozitiv al semnalului de ceas. Intrarea  $D$  este legată la ieșirea sa complementară (negată). Ce se întâmplă cu starea bistabilului la fiecare front activ al semnalului de ceas? Propuneți o aplicație.

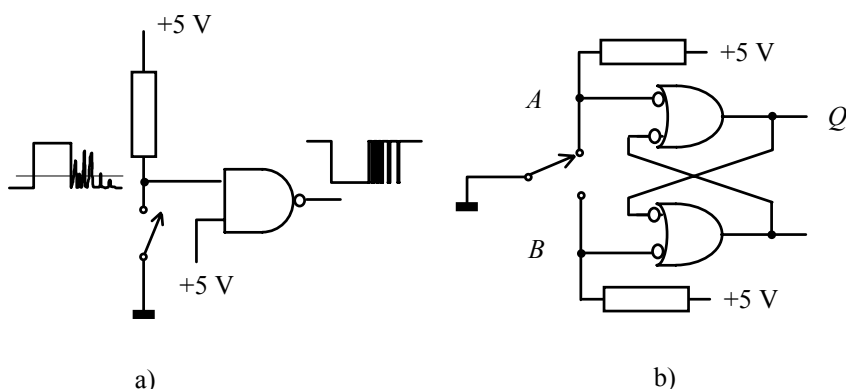


Fig. 16.49.

**P 16.14.** La circuitul bistabil JK din Fig. 16.51, starea intrării  $K$  este în orice moment complementara stării intrării  $J$ , astfel că circuitul are, de fapt, o singură intrare de date,  $J$ . Ce funcție îndeplinește acest circuit?

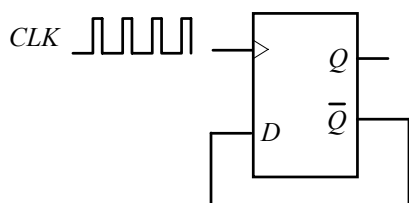


Fig. 16.50.

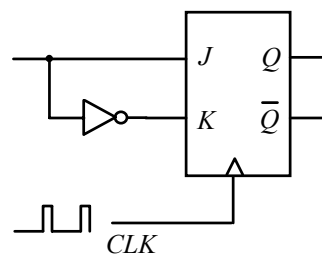


Fig. 16.51

## Lucrare experimentală

### Experimentul 1. Circuite logice combinaționale

#### a) Porți logice

O poartă logică **AND** sau **OR** poate fi utilizată pentru a permite sau bloca trecerea mai departe a unui semnal digital. În circuitul din Fig. 16.52 a), semnalul logic, obținut de la un circuit astabil (multivibrator) este aplicat la intrarea  $A_1$  a unei porți **NAND**; cealaltă intrare,  $B_1$ , poate fi adusă în oricare din stările HIGH sau LOW, cu ajutorul comutatorului  $K_1$ .

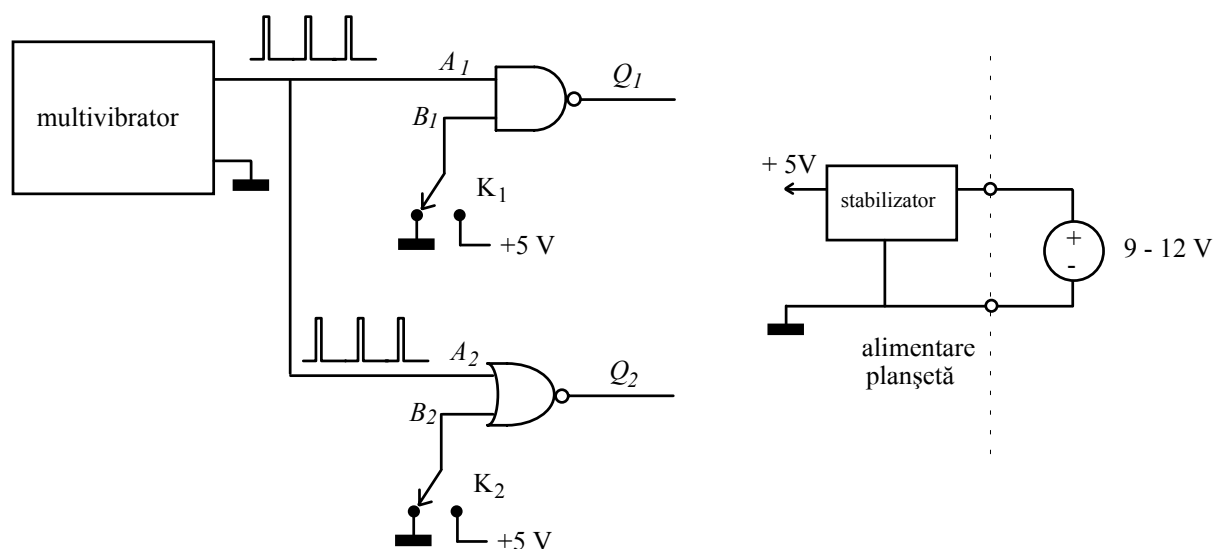


Fig. 16.52.

Știți cum trebuie să se comporte o poartă NAND (ȘI NEGAT); scrieți tabelul de adevăr al acestei porți. Privind acest tabel, răspundeți la următoarele întrebări:

-dacă intrarea  $B_1$  este ținută în LOW, ce vom obține la ieșirea porții NAND din circuitul prezentat în Fig. 16.52 ?

-dar dacă aducem intrarea  $B_1$  în starea HIGH ?

Aveți acest circuit realizat pe planșetă. Alimentați planșeta și vizualizați cu osciloscopul semnalul  $A_1$ . Apoi conectați sonda osciloscopului la ieșirea porții și desenați semnalul obținut **pentru fiecare din stările intrării  $B_1$** . Formulați o concluzie.

În aceeași figură aveți un circuit similar, dar care utilizează o poartă **NOR**. Scrieți tabelul de adevăr pentru această poartă și răspundeți din nou la întrebările formulate mai sus. Investigați apoi experimental comportarea circuitului și formulați o concluzie.

#### b) Implementarea unei funcții logice cu un multiplexor

Multiplexorul din Fig. 16.53, aduce la ieșirea sa  $Y$  starea logică a uneia dintre cele opt intrări  $I_0, I_1, \dots, I_7$ . Selecția intrării a cărei stare apare la ieșire este făcută prin cei trei biți de selecție (adresă)  $S_2, S_1$  și  $S_0$ , cel mai semnificativ fiind  $S_2$ . Cu acest multiplexor poate fi implementată **orice funcție logică cu trei intrări**. Dacă notăm intrările funcției logice cu  $A, B$  și  $C$  și le conectăm la  $S_2, S_1$  și  $S_0$ , respectiv, putem identifica orice stare a intrărilor prin numărul corespunzător exprimat în binar de biții  $S_2, S_1$  și  $S_0$ , așa cum se vede în tabelul de adevăr din desenul b).

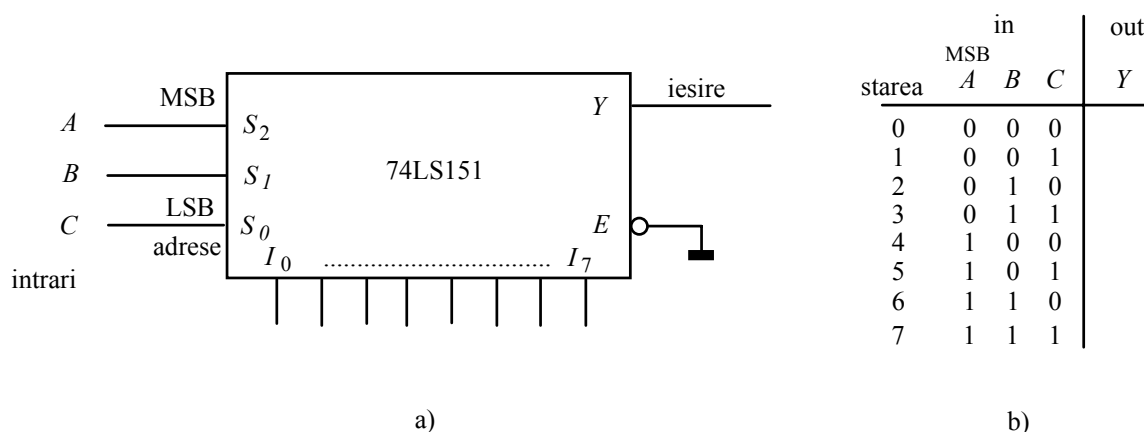


Fig.16.53.

Alegeți o funcție logică la întâmplare, prin completarea celor opt stări ale ieșirii din tabelul de adevăr din figură. Nu mai aveți decât să legați (pe schemă) intrările  $I_0, I_1, \dots, I_7$  la + 5V sau la masă, după starea dorită pentru intrare. De exemplu, pentru starea 5 a intrărilor  $A, B$  și  $C$ , starea ieșirii este identică cu starea intrării  $I_5$ ; dacă dorim ca ieșirea  $Y$  să fie în 1 logic trebuie să legăm  $I_5$  la +5 V iar dacă dorim ca starea lui  $Y$  să fie 0 logic va trebui să legăm borna  $I_5$  la masă.

După ce ați desenat schema circuitului, cablați intrările  $I_0, I_1, \dots, I_7$  conform acesteia, alimentați planșeta și investigați comportarea circuitului, verificând că el respectă tabelul de adevăr pe care vi l-ați ales. Pentru aceasta, legați intrările  $A, B$  și  $C$  la masă sau + 5 V (așa cum vă cere linia respectivă din tabelul de adevăr) și verificați starea logică a ieșirii  $Y$  cu **sonda logică** de pe planșetă (un circuit care aprinde un LED când intrarea sa este în stare HIGH). Dacă la una din combinațiile ( $A; B; C$ ) circuitul nu respectă tabelul de adevăr, depanați-l prin verificarea stării intrării  $I$  corespunzătoare.

### Experimentul 2. Circuite TTL și circuite CMOS: niveluri de tensiune și intensități ale curenților

Aveți pe planșetă două inversoare logice, unul din familia bipolară TTL și unul din familia CMOS 74HC; ambele au tensiunea de alimentare de +5 V. Veți observa starea logică a ieșirilor cu ajutorul unei "sonde logice" constituită dintr-o diodă luminescentă (LED) de culoare verde și un rezistor legat la alimentarea pozitivă, ca în Fig. 16.54.. Astfel, **LED-ul se va aprinde când starea ieșirii este LOW (0 logic)**.

#### a) Pragul de comutare de la intrare

Legăți intrările celor două inversoare la câte un potențiomtru cu care să puteți modifica gradual potențialul, ca în figură; la ieșiri conectați cele două sonde logice. Începeți cu circuitul TTL: legați la intrare un voltmetru electronic și determinați **pragul de tensiune** la care se modifică starea ieșirii. Notați valoarea măsurată. Efectuați aceeași măsurătoare și pentru circuitul CMOS. Comparați cele două praguri.

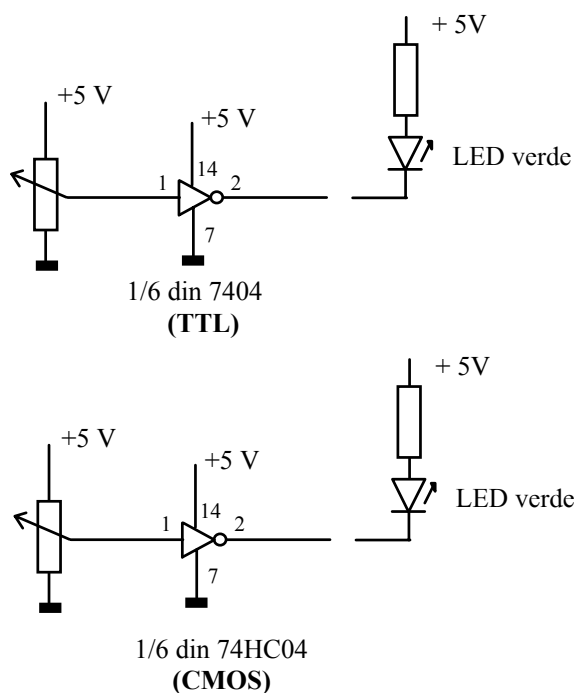


Fig.16.54.

### b) Curenții de la intrare

Rotiți potențiometrul legat la circuitul TTL astfel încât intrarea să ajungă la potențialul zero. Intercațați un miliampermetru și determinați intensitatea curentului **absorbit dinspre intrarea circuitului**. Rotiți apoi potențiometrul și observați ce valoare minimă trebuie să aibă acest curent pentru ca circuitul să "vadă" starea LOW la intrarea sa. Duceți acum butonul potențiometrului în extremitatea cealaltă, astfel încât potențialul intrării să ajungă + 5 V și măsurați intensitatea curentului **injectat în intrarea circuitului**. Formulați o concluzie.

Reluați aceste măsurători și pentru inversorul CMOS. Cât sunt curenții la intrarea sa ?

### c) Comportarea cu intrarea în gol

Desfaceți acum intrarea inversorului TTL de la potențiometrul, lăsând firul ei în aer. Ce stare are acum ieșirea ? Pentru a fi siguri că starea nu are modificări rapide pe care LED-ul nu este capabil să le urmărească, vizualizați tensiunea de ieșire cu un osciloscop (intrarea sa trebuie conectată **în curent continuu, DC**). Ce stare logică i se pare circuitului că există la intrare ?

*Observație: Nu mizați niciodată în aplicație pe această proprietate, circuitul are o imunitate la zgomot foarte redusă; puteți avea oricând pulsuri parazite induse capacitiv, așa că **nu lăsați intrările în gol**, nici măcar la TTL.*

Încercați același lucru și pentru inversorul CMOS; atingeți cu mâna intrarea lăsată în gol și observați pe osciloscop ce se întâmplă cu starea ieșirii. De ce credeți că, **în aceste condiții speciale (cu intrarea în gol)**, circuitul CMOS este mai sensibil la perturbații decât circuitul TTL ?

### d) Curenții de ieșire

În starea LOW ieșirile ambelor circuite pot absorbi curenți de câțiva mA; așa ați putut aprinde LED-urile verzi cu care ați urmărit starea ieșirii. Ce se întâmplă însă când ieșirea ajunge în starea HIGH ? Legați din nou intrările la potențiometre și aduceți ambele inversoare cu ieșirile în starea HIGH (LED-urile verzi stinse). Aveți pe planșetă și niște LED-uri roșii, conectate astfel încât să se aprindă în starea HIGH (Fig. 16.55). Legați-le la ieșirile celor două circuite. Se aprind LED-urile ? Formulați o concluzie.

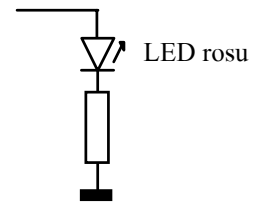
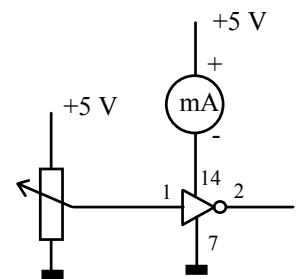


Fig. 16.55.

### e) Puterea absorbită de la alimentare de către circuitele CMOS

Lăsați ieșirea inversorului CMOS în gol, urmărindu-i evoluția numai cu osciloscopul. Opriți sursa de alimentare, întrerupeți circuitul său de alimentare și intercalați un miliampermetru, ca în Fig. 16.56. Porniți din nou sursa de alimentare și măsurați curentul absorbit de inversorul CMOS când ieșirea sa rămâne în fiecare din cele două stări logice. Treceți acum miliampermetrul pe o scară mai puțin sensibilă (30 mA) și rotiți potențiometrul aducând tensiunea de intrare la pragul de comutație. Ce se întâmplă cu valoarea curentului absorbit de circuit ? Formulați o concluzie în privința potențialelor care trebuie aplicate la intrările circuitelor CMOS.



1/6 din 74HC04  
(CMOS)

Fig. 16.56.

### Experimentul 3. Exemplu de utilizare a portului paralel al calculatorului

Portul paralel al calculatorului, utilizat de obicei pentru comunicația cu imprimanta sau scannerul, poate fi folosit comod atât pentru introducerea cât și extragerea datelor digitale din calculator. Semnalele vehiculate sunt grupate în trei **registre** avînd fiecare cîte 8 biți. Accesul la aceste registre se face prin trei porturi cu adrese consecutive din spațiul I/O al procesorului. Să notăm cu Base adresa de bază care este uzual 378h pentru LPT1 și 278h pentru LPT2 (litera h arată că adresele sunt scrise în sistemul hexadecimal). Cele trei porturi sunt

-Portul de date, la adresa Base; cele opt semnale sunt scrise de către calculator dar pot fi, în anumite condiții, și citite de către calculator.

-Portul de stare (status), la adresa Base+1; din cele opt linii, numai cinci biți, S3-S7, pot fi utilizați pentru citirea de către calculator a unor informații externe;

-Portul de control, la adresa Base+2; din cele opt linii, numai patru, C0-C3 pot fi controlate prin software și utilizate pentru comanda unor dispozitive externe.

Toate ieșirile acestor porturi sunt de tip open-colector, atunci cînd le utilizăm nu trebuie să uităm să conectăm un rezistor la +5 V.

În Fig. 16.57 aveți poziționarea acestor linii la conectorul de tip D cu 25 de contacte. Se observă că anumite semnale sunt negate, pentru acestea bitul are valoarea 1 atunci cînd nivelul de tensiune este LOW. În experimentul pe care îl veți efectua, liniile C0 și C1 ale portului de control sunt utilizate pentru aprinderea unor LED-uri; deoarece ele sunt active în LOW, trecerea bitului la valoarea 1 va determina aprinderea LED-ului. Linia C2 este utilizată pentru comanda unui releu, prin intermediul unui tranzistor bipolar.

Liniile S4 și S5 ale portului de stare au fost utilizate pentru sesizarea de către calculator a stării celor două comutatoare K1 și K2.

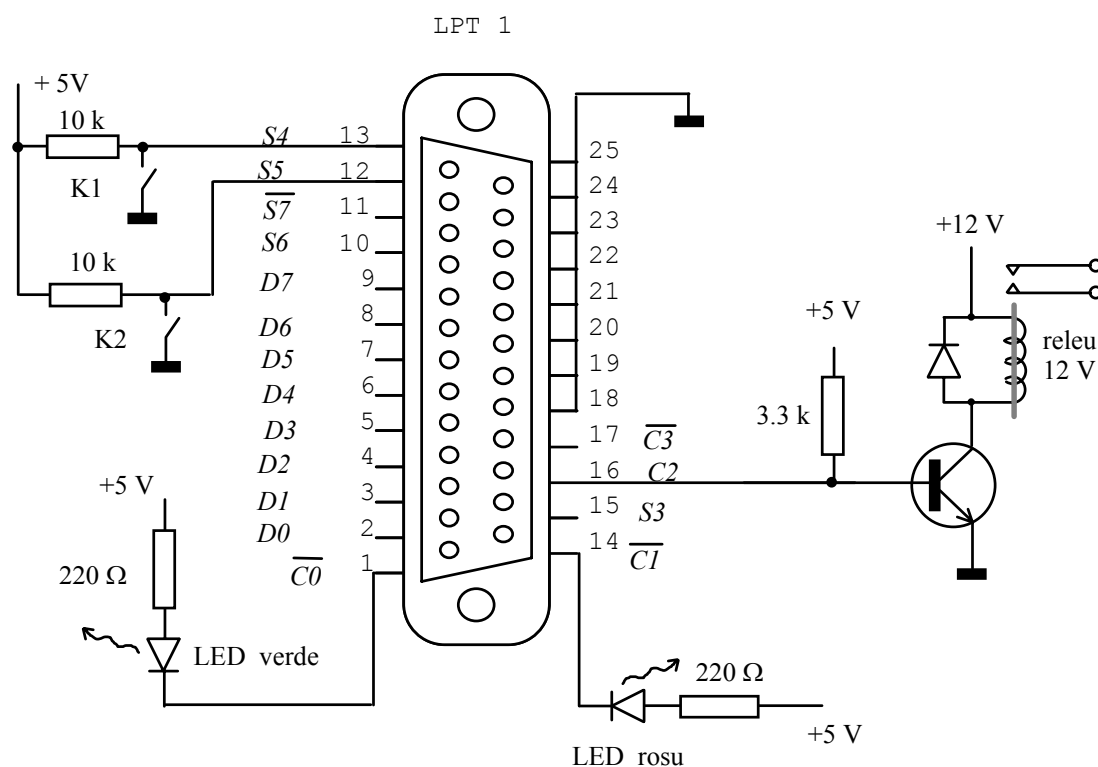


Fig. 16.57.

Pentru început veți urmări starea biților portului paralel cu un program scris în acest scop. Porniți calculatorul și lansați în execuție programul de diagnoză a portului paralel DIAGPORT. Veți avea pe ecran afișată starea fiecărui bit din cei  $3 \times 8 = 24$ . Starea biților din registru de date, D0-D7, precum și ai celorla din portul de control care pot fi modificați (S3-S7) **se poate schimba cu ajutorul mouse-ului**. Verificați mai întâi că bitul C0 controlează aprinderea LED-ului verde. În ce stare este LED-ul când bitul este 1 ? Deduceți, de aici, starea electrică a liniei respective. Repetați același experiment cu LED-ul roșu. Încercați, apoi, să controlați releul prin modificarea bitului C2.

Întrerupătoarele K1 și K2 controlează starea logică a liniilor de intrare (în calculator) S4 și S5. Acționați-le și convingeți-vă că ele modifică starea biților S4 și S5.

Ați utilizat pentru controlul portului paralel un program "de-a gata"; nu e de loc greu să scrieți și dumnevoastră un asemenea program. În PASCAL el ar putea conține următoarele linii

```
program port_paralel;
uses crt;
const
  portbase=$378;
  datareg=portbase;
  status=portbase+1;
  control=portbase+2;
var
  x,y:byte;
begin
  port[control]:=1;
end;
```

Observați, mai întâi, definirea a trei constante, care sunt adresele celor trei porturi ale procesorului. Apoi definim două variabile de tip byte (octet), care pot avea valori între 0 și 255. Și, în sfârșit, la portul de control scriem un byte egal cu 1; acesta are în binar expresia 0000 0001, ultimul bit fiind C0, cel mai puțin semnificativ. Cu alte cuvinte, am trecut în 1 numai bitul C0, LED-ul verde ar trebui să se aprindă. Dacă dorim să aprindem numai LED-ul roșu trebuie să trecem în 1 numai bitul C1, adică să avem în binar 0000 0010. În sistemul zecimal aceasta înseamnă 2, va trebui să avem efectuăm instrucțiunea

```
port[control]:=2;
```

Ce instrucțiune trebuie să folosim pentru a aprinde ambele LED-uri ?

Să încercăm să citim acum care este starea întrerupătorului K1; va trebui să aflăm care este starea bitului S4 al portului de stare. Din păcate nu putem citi numai bitul respectiv, trebuie să citim întreg octetul

```
y:=port[status];
```

Acum, din acest octet, care se scrie în binar S7 S6 S5 S4 S3 S2 S1 S0, va trebui să extragem bitul S4. Pentru aceasta efectuăm o operație **AND** între octetul nostru și octetul 0001 0000 =16

```
y:=y AND 16;
```

Operația AND se face la nivelul fiecărui bit și vom obține octetul 0 0 0 S4 0 0 0 0; dacă S4 era 1 rezultatul va fi 0001 0000=16 (în zecimal) iar dacă S4 era 0, rezultatul va fi 0000 0000 = 0. Nu mai avem decât să facem o comparație cu 0

```
IF y=0 THEN WRITELN('Contactul K1 este închis la masă')
```

```
ELSE WRITELN('Contactul K1 este întrerupt');
```

Încercați să completați programul, astfel încât să vă anunțe și starea întrerupătorului K2.

Modificați-l apoi astfel încât să citească ciclic starea acestor întrerupătoare și să afișeze continuu pe ecran starea lor.

### Experimentul 4. Circuite bistabile (flip-flop)

#### a) Comanda asincronă

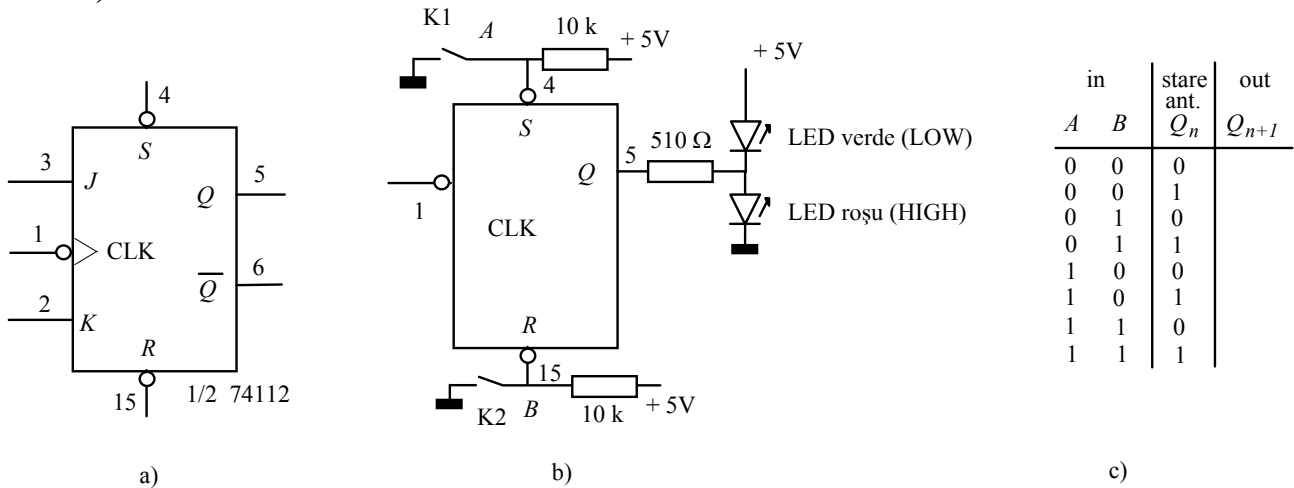


Fig. 16.58.

Veți investiga comportarea unuia dintre cele două circuite bistabile conținute în circuitul integrat 74LS112. El este un bistabil **sincronizat pe frontul negativ al semnalului de ceas**, așa cum indică simbolul triunghiular și cerculețul de la pinul CLK din Fig. 16.58 a). Circuitul mai are însă și alte două intrări, notate cu S și R; pentru început, veți studia efectul acestor intrări, care sunt **asincrone**.

Alimentați planșeta; la ieșirea bistabilului este montat un circuit cu două LED-uri care vă arată în permanență starea ieșirii Q: aprinderea LED-ului roșu înseamnă stare HIGH iar a celui verde înseamnă starea LOW. Așa cum se vede pe schemă (desenul b), cele două intrări S și R sunt ținute în stare HIGH prin două rezistoare conectate la alimentarea pozitivă dar pot fi aduse în starea LOW prin cele două comutatoare K<sub>1</sub> și K<sub>2</sub>.

Investigați comportarea circuitului la diversele combinații ale semnalelor de intrare A și B și ale stării anterioare, completând tabelul de adevăr din desenul c) al figurii. După ce l-ați completat, analizați-l și răspundeți la următoarele întrebări:

- Ce efect are asupra ieșirii Q semnalul A ? Când este activ acest semnal (în ce stare a lui A apare acest efect) ?
- Ce efect are asupra ieșirii Q semnalul B ? Când este activ acest semnal (în ce stare a lui A apare acest efect) ?
- Ce credeți că simbolizează cerculețele desenate la aceste intrări și de ce **în interiorul dreptunghiului** sunt scrise literele S și R ?
- În ce stare trebuie să fie semnalul de ceas pentru ca efectul acestor intrări să se manifeste ?

#### a) bistabilul JK sincronizat

Lăsați cele două comutatoare K<sub>1</sub> și K<sub>2</sub> astfel încât semnalele A și B să fie în HIGH (inactive) ca în Fig. 16.59. Veți studia acum comportarea intrărilor J și K. Modificați-le starea cu ajutorul comutatoarelor K<sub>3</sub> și K<sub>4</sub>. Observați vreun efect asupra ieșirii Q ? Formulați o concluzie.

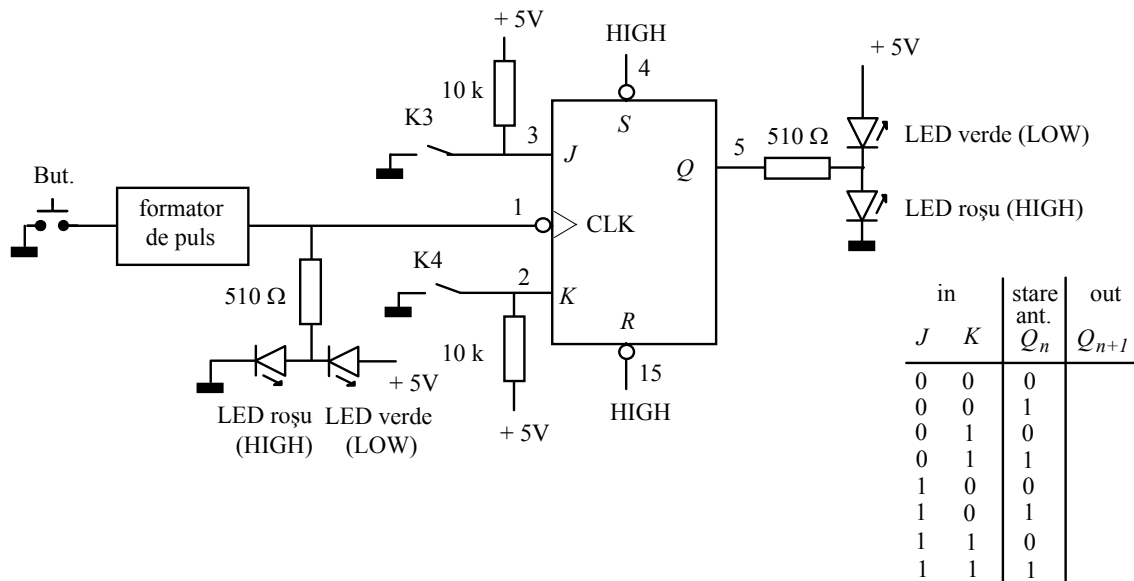


Fig. 16.59.

Cele două intrări sunt intrări **sincrone**. Încercați acum și cu semnalul de ceas. Pentru a produce un puls pe acest semnal, apăsați pentru un moment butonul But.; semnalul de ceas va trece în starea HIGH după care va reveni în starea LOW; puteți urmări această schimbare de stare cu ajutorul celor două LED-uri care sunt comandate de acest semnal, LED-ul roșu aprinzându-se în starea HIGH. Pe care front al semnalului de ceas își schimbă bistabilul starea ?

Investigați efectul acestor două intrări și completați tabelul de adevăr din Fig. 16.58 . Care intrare este intrare de scriere ? Dar intrare de ștergere (reset) ? Ce se întâmplă când ambele comenzi (scriere și ștergere) sunt aplicate simultan ? Comparați această situație cu cea similară din cazul bistabilului RS.

### c) bistabilul T (Toggle)

Analizați tabelul de adevăr al bistabilului JK, pe care tocmai l-ați verificat, în situația în care ambele intrări rămân permanent în 1 (HIGH). Ce face bistabilul la fiecare impuls de ceas ? Un asemenea bistabil, **fără nici o intrare** activă se numește **bistabil de tip T**, de la englezescul **toggle**.

Verificați experimental această comportare și desenați-vă **sincron** semnalele  $CLK$  și  $Q$ . Ce puteți spune despre perioadele celor două semnale ? Dar despre frecvențe ?

### d) bistabilul D (Delay)

Priviți din nou tabelul de adevăr al bistabilului JK, concentrându-vă numai asupra liniilor în care intrările  $J$  și  $K$  sunt reciproc complementare; astfel, aveți numai o intrare independentă, să zicem că este  $J$ . Ce fel de comportare are acest monostabil cu **o singură intrare** ?

Puteți să verificați experimental această comportare. Pentru aceasta, decuplați intrarea  $K$  de la comutatorul  $K_4$  care o controla și legați-o la ieșirea porții INV care inversează logic starea semnalului  $J$ , așa cum se poate vedea în Fig. 16.60. Starea singurului semnal de intrare este controlată acum de comutatorul  $K_3$ . Verificați că această stare apare la ieșirea  $Q$  la primul front activ al semnalului de ceas. Din această cauză, acest tip de bistabil a primit numele **D**, de la delay (**întârziere**).



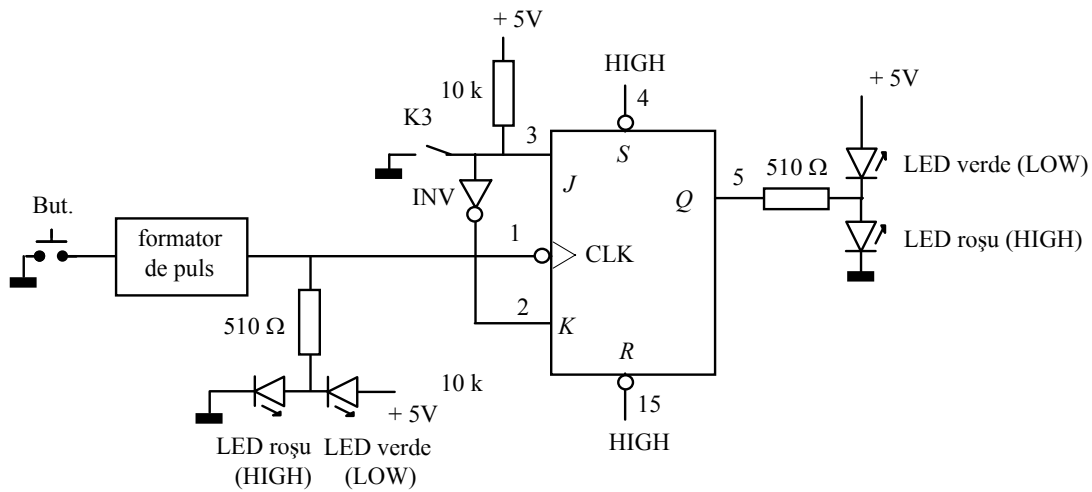


Fig. 16.60.

### Experimentul 5. Numărătorul asincron (ripple counter)

#### a) Divizorul cu $N = 2^M$

Un numărător mecanic **zecimal** (așa cum sunt cele de la contorul de energie electrică și apometru) are structura reprezentată în Fig. 16.61 a). Rotița din dreapta, pe care sunt scrise cifrele ce reprezintă unitățile, se rotește cel mai repede dintre toate. Atunci când cifra unităților se schimbă din 9 în 0, această rotiță face să avanseze cu o poziție rotița din stînga sa, ce reprezintă cifra zecilor. La rîndul ei, aceasta face să avanseze cu o poziție rotița ce reprezintă cifra sutelor, atunci când cifra zecilor se schimbă din 9 în 0. În concluzie, fiecare rotiță se rotește de 10 ori mai încet decît cea din dreapta ei; ultima rotiță din stînga reprezintă cifra cea mai semnificativă.

Un numărător în sistemul **binar** ar avea înscrise pe fiecare rotiță numai cifrele 0 și 1 iar fiecare rotiță se rotește de 2 ori mai încet decît cea din dreapta ei; ultima rotiță din stînga reprezintă bitul cel mai semnificativ (MSB). Stările consecutive ale celor trei biți sunt reprezentate în desenul b), în ultima coloană a tabelului fiind trecută denumirea, în sistem zecimal, a stării respective. Un asemenea numărător poate fi realizat **electronic** prin utilizarea a trei bistabile de tip T, comutabile pe frontul descendent, legate între ele ca în desenul c) al figurii.

Ați constatat la experimentul precedent că un bistabil de tip T (toggle), realizat prin ținerea permanentă a intrărilor  $J$  și  $K$  în starea HIGH, își schimbă starea de două ori mai rar decît semnalul de ceas; frecvența de ceas este, astfel, **divizată cu 2**. Dacă semnalul său de ieșire excită intrarea de ceas a altui bistabil T, frecvența este din nou divizată cu doi. Continuînd, putem diviza astfel frecvența unui semnal cu o **putere întregă a numărului 2**,  $N = 2^M$ .

Particularizînd pentru un număr de trei bistabile, dacă luăm ieșirile  $Q$  ale bistabilelor și le interpretăm ca cei trei biți ai unui număr scris în baza doi, cel mai semnificativ  $Q_2$ , fiind al ultimului divizor, observăm că numărul obținut evoluează în secvența 0,1,2,3,4,5,6,7,0,1,... Am obținut **un numărător în inel**, cu opt stări. Diagrama semnalelor este prezentată în desenul d), săgețile reprezentînd relațiile de cauzalitate între tranzițiile diferitelor semnale.

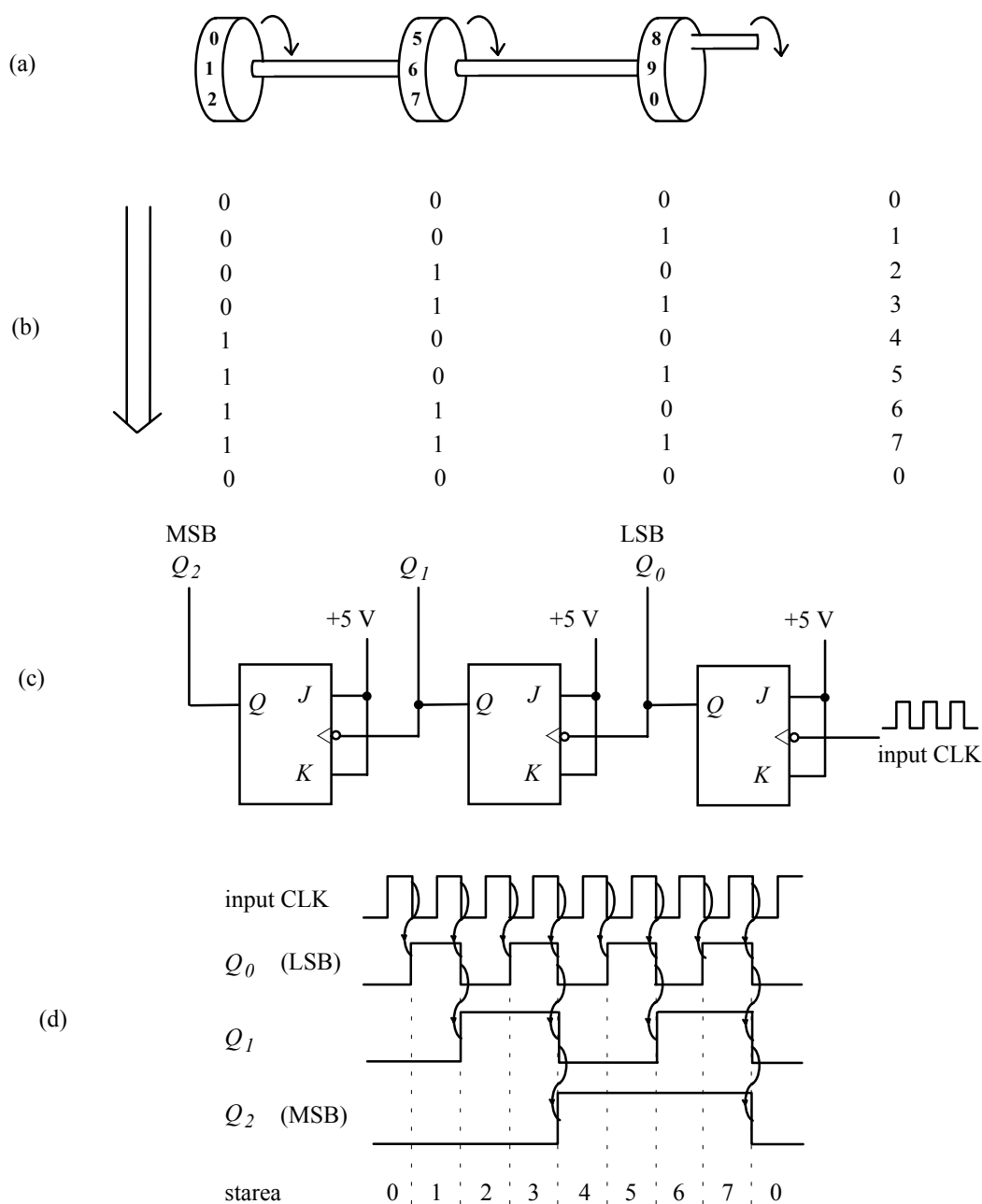


Fig. 16.61.

Aveți pe planșetă realizat un asemenea numărător (Fig. 16.62); stările celor trei ieșiri  $Q_0, Q_1, Q_2$  sunt afișate permanent de trei LED-uri care se aprind în starea HIGH. În plus, cele trei semnale  $Q_0, Q_1, Q_2$  sunt prelucrate de un circuit care afișează starea pe un **afișor zecimal cu șapte segmente**. Aveți acces, astfel, atât la numărul stării (între 0 și 7) cât și la reprezentarea sa binară.

Conectați intrarea generală de resetare la tensiunea de alimentare (este activă în 0 logic), alimentați planșeta și legați intrarea de ceas a primului bistabil la borna CLK<sub>1</sub>. Puteți, astfel, prin apăsarea butonului K<sub>1</sub>, să produceți manual câte un singur puls de ceas și să urmăriți pas cu pas avansarea numărătorului. După ce ați înțeles ce se întâmplă și v-ați desenat diagrama semnalelor, puteți lega intrarea de ceas la borna CLK<sub>2</sub>, unde aveți disponibil un semnal de ceas cu perioada de 1 secundă.

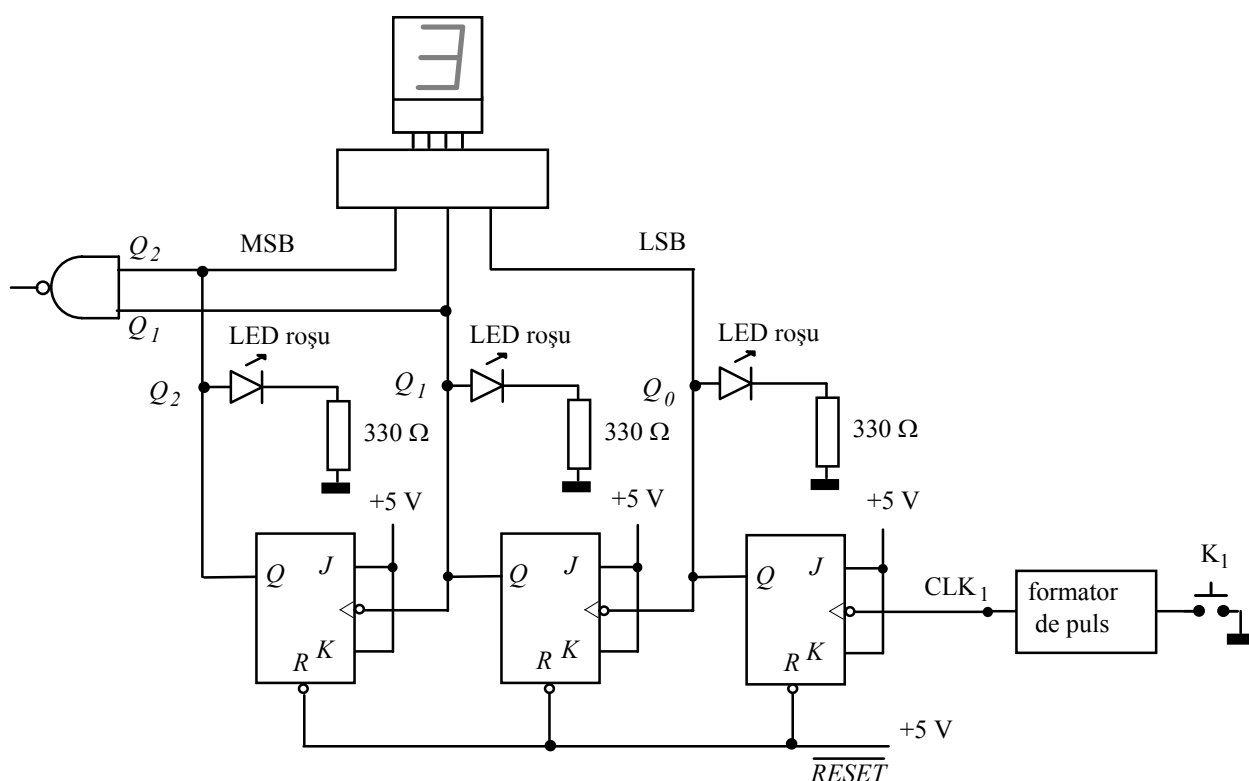


Fig. 16.62.

Fiecare din bistabile are nevoie de un anumit timp pentru comutație. Priviți cu atenție diagrama semnalelor la comutarea din starea 3 în starea 4 și redesați aceste tranziții ținând seama de întârzieri. Începeți cu frontul descendent al semnalului de ceas. Abia după  $\tau_1$  primul bistabil comută și  $Q_0$  trece din HIGH în LOW. Această trecere este semnalul de comandă pentru al doilea bistabil, care trece semnalul  $Q_1$  din HIGH în LOW după trecerea intervalului  $\tau_2$ . Pentru a avea și tranziția semnalului  $Q_2$  mai trebuie să așteptăm încă, un interval de timp  $\tau_2$ . Abia acum numărătorul a ajuns în starea 4. Prin ce stări **intermediare**, de foarte scurtă durată, a trecut numărătorul? Reluați analiza și aflați prin ce stări intermediare se trece la tranziția 7-0.

Deși fiecare bistabil are o intrare de ceas, aceste intrări **nu sunt legate împreună** și comutarea bistabilelor **nu se face exact în același moment**. În consecință, numărătorul este **asincron**. Stările sale intermediare pot reprezenta un inconvenient în multe situații și circuitul este utilizat **mai ales ca divizor de frecvență, producând un puls la fiecare  $N$  cicluri ale unui semnal de intrare**.

#### a) Divizarea cu un număr mai mic decât $2^M$

Intrările de RESET, care sunt **prioritare**, acționând imediat fără să fie nevoie de pulsul de ceas, ne oferă posibilitatea să readucem la zero numărătorul **înainte de a ajunge în starea  $2^M - 1$** . Astfel, dacă urmărim semnalele  $Q_1$  și  $Q_2$ , ele ajung simultan în HIGH atunci când numărătorul trece din starea 5 în starea 6. O poartă NAND excitată cu aceste semnale își va trece, deci, ieșirea în LOW numai a tranziția din 5 în 6.

Aveți o asemenea poartă pe planșetă și intrările ei sunt deja legate la  $Q_1$  și  $Q_2$ . Legați intrarea de ceas a numărătorului la borna  $CLK_1$  și avansați manual numărătorul **urmărind ieșirea porții NAND**. Când trece aceasta în LOW? Notați observația făcută.

Ce se întâmplă dacă ieșirea porții NAND este legată la intrările de ștergere ale bistabilelor, intrări care sunt active în LOW? Desfaceți borna de resetare generală  $\overline{RESET}$  de la +5 V și conectați-o la ieșirea porții NAND. Avansați manual numărătorul și urmăriți din nou funcționarea numărătorului. Notați secvența stărilor prin care trece acum numărătorul.

Nu ați pus în evidență decât stările "stabile", cele tranzitorii sunt atât de rapide încât cu greu pot fi urmărite, chiar cu osciloscopul. Să urmărim ce se întâmplă, pe desenul din Fig. 16.63. Pe frontul coboitor al pulsului de ceas numărătorul trece din 5 în 6; poarta NAND are nevoie de un anumit timp pentru a reacționa la trecerea în HIGH a intrărilor sale și apoi trece în LOW ieșirea sa  $\overline{RESET}$ , comandând resetarea bistabilelor. După încă puțin timp, toate bistabilele ajung în starea LOW, starea numărătorului fiind acum **starea zero**.

Să recapitulăm ce s-a întâmplat. Pe frontul activ al semnalului de ceas, numărătorul a trecut din starea 5 în starea 6 care, în mod normal s-ar fi păstrat pînă la următorul front activ al semnalului de ceas. Datorită reacției construite cu poarta NAND, starea 6 durează extrem de puțin (atît cît îi trebuie porții să reacționeze și bistabilelor să se reseteze),

numărătorul trecînd rapid în **starea zero**. Următorul front activ al semnalului de ceas va avansa numărătorul în starea 1, apoi în 2 ș.a.m.d. În concluzie, numărătorul numără acum 0,1,2,3,4,5,0,1,...avînd numai 6 stări "adevărate" (starea 6 este tranzitorie). Ieșirea  $Q_2$  oferă un puls la fiecare 6 perioade ale semnalului de ceas, am obținut **un divizor cu 6**. Tot un puls la șase cicluri de tact avem și la intrarea de resetare; trebuie să fim însă atenți în utilizarea acestuia din urmă, el are o durată foarte scurtă și poate fi "înghițit" de o capacitate parazită mare. În plus, prezența lui este greu de pus în evidență, fiind dificil de vizualizat cu osciloscopul; de regulă, asemenea pulsuri sunt "trădate" de **circuite monostabile** care aprind apoi LED-uri un interval de timp suficient de lung pentru a putea fi observat.

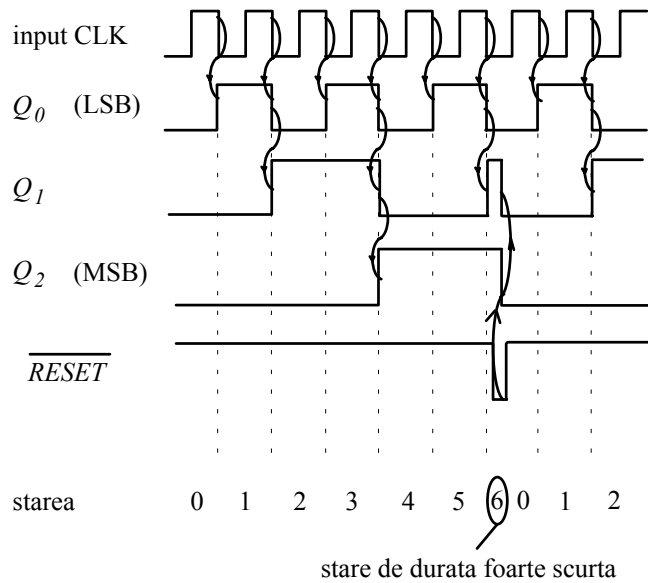


Fig. 16.63.

## Experimentul 6. Pulsuri produse de un contact mecanic; exemplu de utilizare a unui bistabil RS asincron

Cel care a construit planșeta pe care ați efectuat experimentul precedent a avut grijă ca semnalul de tact să fie "curat", adică să aibă un singur front activ la o apăsare a butonului. Legați acum intrarea de ceas a primului bistabil din numărător la borna CLK<sub>3</sub>. Aici nu s-au luat nici un fel de precauții, aveți, așa cum se vede în Fig. 16.64 a), un simplu întrerupător mecanic, care la apăsare leagă intrarea la masă, în restul timpului ea fiind ținută în starea HIGH de un rezistor. Încercați să avansați, poziție cu poziție, starea numărătorului, prin apăsări scurte pe buton. Ce observați? Formulați o concluzie.

La stabilirea unui contact mecanic se produce un număr imprevizibil de pulsuri (10-100 pulsuri timp de aproximativ 1 ms), pînă cînd contactul devine "ferm". Acest fenomen este numit "contact bouncing" în limba engleză.

Eliminarea acestor pulsuri false se poate realiza prin utilizarea unui bistabil RS asincron, ca în desenul b) al figurii. La prima aducerea în LOW a oricăreia dintre intrări, bistabilul comută și intrarea respectivă devine inactivă pînă cînd bistabilul nu-și modifică din nou starea prin aducerea în LOW a celeilalte intrări. Un astfel de circuit aveți și dumneavoastră realizat pe planșetă. Nu trebuie decât să legați intrarea numărătorului la borna de ieșire a bistabilului și să schimbați starea comutatorului mecanic respectiv. Mai apar acum comutări eronate?

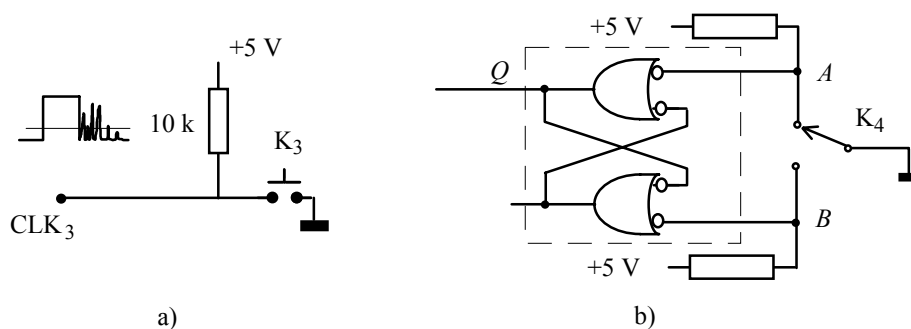


Fig. 16.64.

### Experimentul 7. Automat secvențial

Aveți realizat pe planșetă un automat secvențial cu o structură simplă (Fig. 16.65). Să presupunem că liniile  $Y_2 - Y_0$  sunt la un moment dat în starea 0;1;1 adică în starea 3 în notație zecimală și că intrările  $I_3$  ale celor trei multiplexoare sunt legate la 1, 0 și, respectiv, 1. Astfel, ieșirile multiplexoarelor vor aduce liniile  $D_2 - D_0$  în starea 1;0;1, adică în starea 5 în notație zecimală. Cele două stări pot fi urmărite permanent cu ajutorul a două afișoare alfanumerice. La următorul front activ al semnalului de tact, registrul D va aduce ieșirile  $Y$  exact în starea în care se găseau intrările sale  $D$ , starea actuală a liniilor  $Y$  va deveni acum starea 5. Noua stare actuală va ajunge la intrările de adresă ale multiplexoarelor care, utilizând stările intrărilor  $I_5$  vor calcula noua stare viitoare.

Cu alte cuvinte, prin cablarea la 0 sau 1 logic a intrărilor  $I_0 - I_7$  ale celor trei multiplexoare, putem programa secvența de stări prin care va trece automatul. Dacă din starea 5 dorim ca automatul să treacă în starea 6, scriem pe 6 în binar ca 1;1;0 și legăm intrările  $I_5$  ale multiplexoarelor astfel: intrarea  $I_5$  a lui MUX2 în 1, intrarea  $I_5$  a lui MUX1 în 1 și intrarea  $I_5$  a lui MUX0 în 0.

Alegeți o secvență ciclică de numărare oarecare, dar care conține starea 0. Scrieți tabelul de adevăr al funcției logice cu trei intrări ( $Y_2, Y_1$  și  $Y_0$ ) și trei ieșiri ( $D_2, D_1$  și  $D_0$ ) pe care va trebui s-o implementeze cele trei multiplexoare. Pe fiecare linie, stările  $D_2, D_1$  și  $D_0$  sunt cele în care trebuie cablate intrările celor trei multiplexoare. Efectuați această cablare.

Alimentați planșeta și resetați registrul D astfel încât starea actuală devine starea 0. Verificați dacă starea viitoare afișată este cea corectă. Dacă nu, ați greșit la cablarea intrărilor  $I_0$ ; refaceți cablarea. Apăsăți butonul de tact  $K_1$ , avansind automatul cu o stare; starea considerată anterior "viitoare" devine acum stare actuală. Verificați din nou că noua stare viitoare afișată este cea pe care v-ați propus-o. În final, automatul va urmări secvența de stări pe care v-ați propus-o.

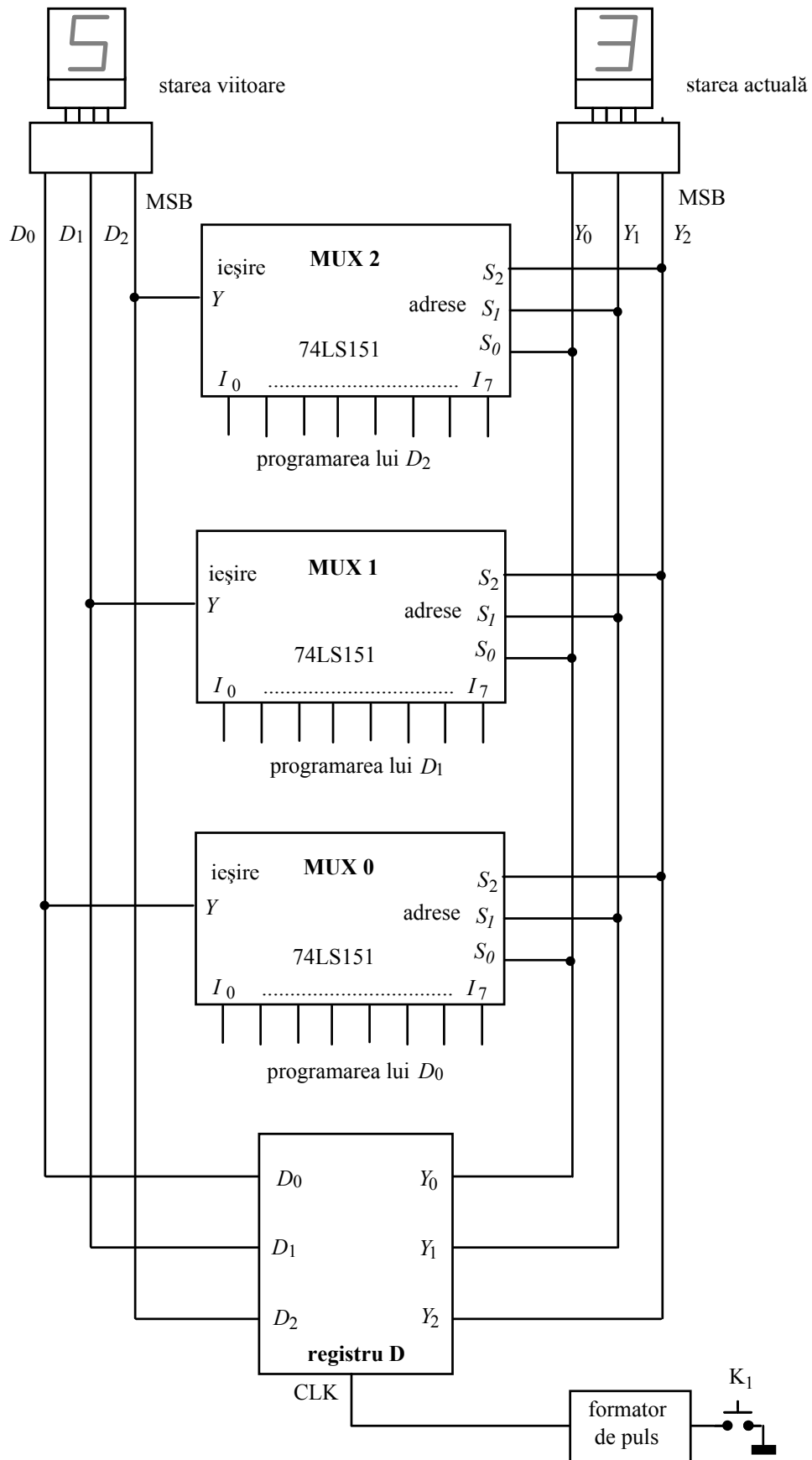
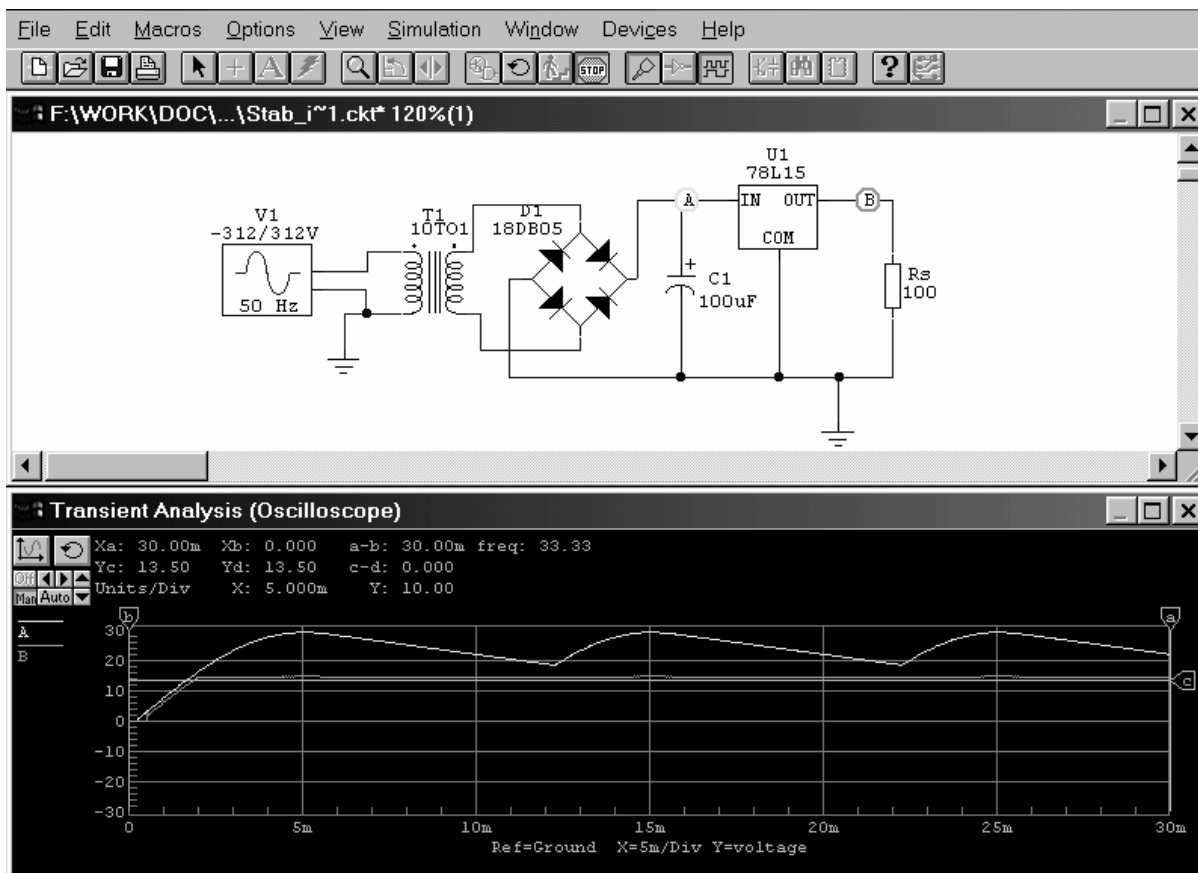


Fig. 16.65.

# Anexe



Anexa 1 Rezistoare, valori nominale și marcare 288

Anexa 2 Prezentarea grafică a rezultatelor 292

Anexa 3 Programul Circuit Maker 296

Anexa 4 Stabilizatoare de tensiune 304

A. Stabilizatoarele integrate cu tensiune fixă LM78XX 304

B. Stabilizatoarele integrate reglabile LM117 / LM217 / LM317 308

## Anexa 1

### Rezistoare, valori nominale și marcarea

#### Clasele de toleranță și seriile de valori nominale

Chiar atunci când sunt fabricate în condiții foarte bine controlate, rezistoarele au valoarea împrăștiată într-un anumit interval în jurul valorii nominale. De exemplu, la încercarea de a realiza rezistoare cu valoarea de 100  $\Omega$ , rezistența măsurată a exemplarelor obținute este împrăștiată între 80  $\Omega$  și 120  $\Omega$ ; spunem că aceste rezistoare au valoarea de 100  $\Omega$  cu toleranța de +/- 20 %. Dacă aceasta este precizia cu care putem controla procesul tehnologic, nu are rost să încercăm producerea unei valori nominale de, să zicem, 110  $\Omega$ , deoarece această valoare se găsește în intervalul de toleranță al valorii nominale de 100  $\Omega$ . Cu toleranța de +/- 20 %, următoarea valoare nominală trebuie să fie la 150  $\Omega$  și ea va avea intervalul de toleranță între 120  $\Omega$  și 180  $\Omega$ . Vom avea nevoie apoi de o valoare nominală la 220  $\Omega$ , intervalul de +/- 20 % corespunzător ei fiind între 176  $\Omega$  și 264  $\Omega$ . Dacă reprezentăm aceste valori nominale pe o axă, (Fig. A1.1 a) observăm că ele nu sunt echidistante, deoarece intervalul de toleranță crește și el, fiind proporțional cu valoarea nominală.

Această secvență de valori este însă echidistantă dacă este reprezentată într-o scară logaritmică, ca în Fig. A1.1 b), deoarece într-o asemenea scară intervalul de toleranță are mereu aceeași lungime.

Standardizarea valorilor nominale a fost făcută de Electronic Industries Association (EIA), care a stabilit, pentru o anumită clasă de toleranță, **un număr de valori nominale pe decadă**, aproximativ echidistante pe scară logaritmică. Aceste

valori fac parte dintr-o **serie**, simbolizată cu litera E urmată de numărul de valori pe decadă. Astfel, seria cu toleranța +/- 20 % conține șase valori pe decadă și este denumită **seria E6**. Valorile ei, pentru decada 1 - 10, sunt date în tabelul următor:

#### SERIA E6, +/- 20 %

1.0                      1.5                      2.2                      3.3                      4.7                      6.8

Pentru obținerea valorilor nominale din celelalte decade, valorile de mai sus se înmulțesc cu puteri ale lui 10; de exemplu, pentru decada 100  $\Omega$  - 1k $\Omega$  avem valorile 100  $\Omega$ , 150  $\Omega$ , 220  $\Omega$ , 330  $\Omega$ , 470  $\Omega$  și 680  $\Omega$ . Faptul că pe rezistor este trecută valoarea 470  $\Omega$  cu **trei cifre semnificative** nu trebuie să vă facă să credeți că precizia este de 1/470, 470  $\Omega$  nu este valoarea măsurată ci valoarea centrală a intervalului de toleranță (valoarea nominală).

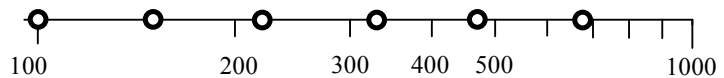
Seria E6 este foarte rar utilizată pentru că rezistoarele moderne sunt fabricate cu precizie mai mare. Cea mai utilizată este seria E12 cu toleranța de +/- 10 %. Ea păstrează valorile nominale ale seriei precedente dar adaugă încă șase valori :

#### SERIA E12, +/- 10 %

1.0    1.2    1.5    1.8    2.2    2.7    3.3    3.9    4.7    5.6    6.8    8.2



a)



b)

Fig. A1.1.



*Observație: De cele mai multe ori, când se referă la toleranță, electroniștii spun simplu că este 10 % și nu +/- 10 %. Pentru începători, aceasta poate conduce la confuzii.*

Dacă dorim rezistoare cu valori mai puțin împrăștiate, putem utiliza următoarea serie, E24, care are toleranța de +/- 5 %. Ați înțeles cum se formează noua serie, între fiecare două valori ale seriei E12 se mai adaugă una.

SERIA E24, +/- 5 %

1.0	1.1	1.2	1.3	1.5	1.6
1.8	2.0	2.2	2.4	2.7	3.0
3.3	3.6	3.9	4.3	4.7	5.1
5.6	6.2	6.8	7.6	8.2	9.1

În situații speciale veți avea nevoie chiar de valori mai precise. Cu toleranța de +/- 2 % aveți la dispoziție seria E48 iar cu toleranța de +/- 1 % seria E96

SERIA E96, +/- 1 %

<b>1.00</b>	1.02	<b>1.05</b>	1.07	<b>1.10</b>	1.13	<b>1.15</b>	1.18	<b>1.21</b>	1.24	<b>1.27</b>	1.30
<b>1.33</b>	1.37	<b>1.40</b>	1.43	<b>1.47</b>	1.50	<b>1.54</b>	1.58	<b>1.62</b>	1.65	<b>1.69</b>	1.74
<b>1.78</b>	1.82	<b>1.87</b>	1.91	<b>1.96</b>	2.00	<b>2.05</b>	2.10	<b>2.15</b>	2.21	<b>2.26</b>	2.32
<b>2.47</b>	2.43	<b>2.49</b>	2.55	<b>2.61</b>	2.67	<b>2.74</b>	2.80	<b>2.87</b>	2.94	<b>3.01</b>	3.09
<b>3.16</b>	3.24	<b>3.32</b>	3.40	<b>3.48</b>	3.57	<b>3.65</b>	3.74	<b>3.83</b>	3.92	<b>4.02</b>	4.12
<b>4.22</b>	4.32	<b>4.42</b>	4.53	<b>4.64</b>	4.75	<b>4.87</b>	4.99	<b>5.11</b>	5.23	<b>5.36</b>	5.49
<b>5.62</b>	5.76	<b>5.90</b>	6.04	<b>6.19</b>	6.34	<b>6.49</b>	6.65	<b>6.81</b>	6.98	<b>7.15</b>	7.32
<b>7.50</b>	7.68	<b>7.87</b>	8.06	<b>8.25</b>	8.45	<b>8.66</b>	8.87	<b>9.09</b>	9.31	<b>9.53</b>	9.76

În tabelul precedent, au fost tipărite cu caractere groase (**bold**) valorile nominale ale seriei E48.

## Marcarea valorii și a toleranței

Pentru rezistoarele din seria E48 și următoarele avem nevoie de **trei cifre semnificative** pentru a reprezenta valoarea nominală, în timp ce pentru seriile cu număr mai mic de valori sunt suficiente numai două cifre semnificative. Dacă suprafața rezistorului este destul de mare și, în special, la cele care au terminalele paralele, marcarea se face în clar, scriindu-se valoarea și toleranța. Cum delimitatorul zecimal are suprafața mică, poate fi ușor șters și eroarea provocată la citire este mare. Din acest motiv, de multe ori, în locul delimitatorului zecimal se scrie prefixul. Astfel, în loc de 4.7 kΩ se scrie 4k7, în loc de 0.22 MΩ se scrie M22, etc.

Atunci când suprafața este mică (în special la rezistoarele axiale de mică putere) în locul cifrelor se preferă marcarea cu benzi colorate (patru sau cinci benzi). Numerotarea benzilor începe cu cea care este cea mai apropiată de extremitatea rezistorului.

Pentru marcarea cu cinci benzi (Fig. A1.2), semnificația lor este următoarea:

- primele trei benzi reprezintă cifrele semnificative ale valorii
- a patra bandă reprezintă numărul de zerouri care trebuie adăugate pentru a obține valoarea în Ω
- ultima banda reprezintă clasa de toleranță.

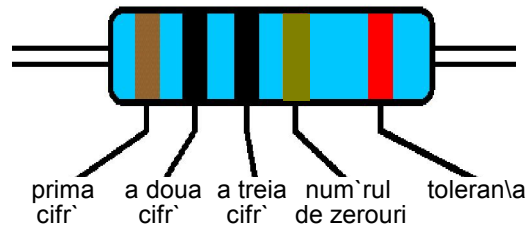


Fig. A1.2.

Primele patru benzi folosesc același cod al culorilor:

	cifră (număr de zerouri)	factor multiplicativ
negru	0	1
maron	1	10
roșu	2	100
portocaliu	3	1 k
galben	4	10 k
verde	5	100 k
albastru	6	1 M
violet	7	
gri	8	
alb	9	

De exemplu,

configurația galben, violet, verde, maron se citește astfel:

4 7 5 la care se adaugă un zero (maron pe ultima bandă), deci 4750  $\Omega$

iar configurația maron, negru, verde, portocaliu se citește:

105 la care se adugă 3 zerouri, rezultând 105 000  $\Omega$ , adică 105 k $\Omega$ .

Pentru ultima bandă, care se referă la toleranță, semnificația este următoarea

argintiu	+/- 10 %
auriu	+/- 5 %
roșu	+/- 2 %
maron	+/- 1 %

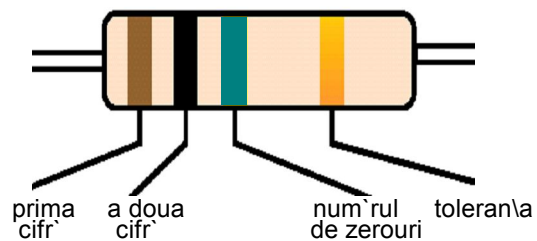


Fig. A1.3.

În cazul seriilor cu toleranță mai mare sau egală cu 5 % nu avem nevoie decât de două cifre semnificative pentru a reprezenta valoarea nominală. Pentru aceste serii se utilizează codificarea cu numai patru benzi (Fig A1). Semnificația lor este similară cu aceea de la codificarea cu cinci benzi, cu deosebirea că valoarea este reprezentată numai de primele două benzi:

- primele două benzi reprezintă cifrele semnificative ale valorii
- a treia bandă reprezintă numărul de zerouri care trebuie adăugate pentru a obține valoarea în  $\Omega$
- ultima bandă reprezintă clasa de toleranță : auriu +/- 5 %, argintiu +/- 10 %, fără ultima bandă +/- 20 %.

Astfel, un rezistor marcat cu galben, violet, portocaliu, auriu are valoarea  $47\ 000\ \Omega = 47\ \text{k}\Omega$  cu toleranța de +/- 5 %.

### Puterea nominală

Când la bornele rezistorului există o tensiune electrică  $U$ , pe el se disipă prin efect Joule o putere egală cu  $U^2/R$ ; rezultatul este încălzirea rezistorului pînă la o temperatură de echilibru la care spre mediul ambiant se transmite o putere egală cu cea disipată. Cu cît puterea disipată e mai mare, cu atît temperatura de echilibru este mai ridicată. Încălzirea mediului ambiant provoacă, de asemenea, creșterea temperaturii de echilibru. Astfel, pentru ca rezistorul să nu ajungă la o temperatură la care să se distrugă, puterea disipată pe el trebuie menținută sub o anumită valoare. **Puterea nominală** reprezintă puterea disipată ce nu trebuie depășită cînd temperatura mediului ambiant este cea specificată în foaia de catalog (uzual în jur de  $70^\circ\text{C}$ ). Puterea nominală este în legătură cu dimensiunile rezistorului (Fig. A1.4). Pentru rezistoarele de putere mai mare ea este marcată în clar, dar pentru rezistoarele de pînă la 1 W inclusiv puterea nominală se identifică după tipul capsulei sau codul produsului (stabilit de fabricant).

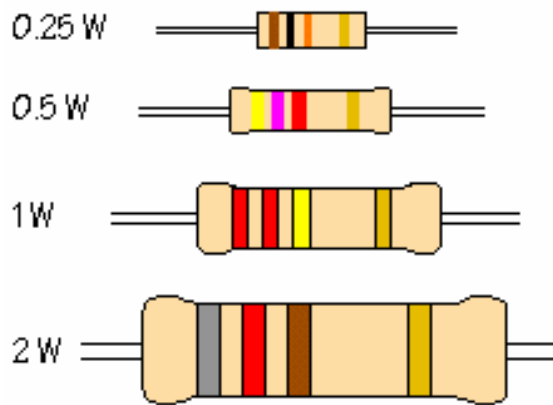


Fig. A1.4.

### Tipuri constructive

Pentru aplicații de uz general se pot utiliza rezistoarele din peliculă de carbon care sunt disponibile la puteri nominale de 0.125 W, 0.250 W, 0.5 W și chiar pînă la 1-2 W. În general, gamele de toleranță disponibile sunt +/- 5 % și +/- 10 %. Coeficientul de temperatură este modest, în jur de  $10^{-3}$  pe grad (1000 ppm pe grad).

Cînd aveți nevoie de rezistoare precise și stabile, trebuie să alegeți rezistoare cu peliculă metalică. Acestea sunt disponibile și în clase de toleranță foarte strînsă (de exemplu, +/- 0.25 %) dar, probabil, niște rezistoare în +/- 1 % vă vor fi suficiente. Stabilitatea termică a acestor rezistoare este mult mai bună decît a celor cu peliculă de carbon, coeficientul lor termic ajungînd la cîteva zeci de ppm pe grad.

Dacă rezistorul trebuie să disipe o putere peste 1 W este bine să alegeți unul bobinat, acoperit cu un ciment de protecție.

## Anexa 2

### Prezentarea grafică a rezultatelor

Modul în care o mărime  $y$  se modifică atunci când se variază valoarea alteia,  $x$ , se poate reprezenta foarte sugestiv sub forma unui grafic. Avantajul reprezentării grafice este că permite obținerea rapidă și comodă a informațiilor relevante: gamele de valori în care au evoluat cele două mărimi, sensul variației lui  $y$  la creșterea mărimii  $x$  considerată "argument", prezența unor puncte locale de minim sau maxim, eventuala "saturație" a lui  $y$  în raport cu  $x$  și, uneori, chiar expresia matematică aproximativă a dependenței celor două mărimi. Din acest motiv, **figurile** sunt, alături de rezumat (abstract) elementele urmărite la prima citire a unui articol științific.

Un grafic ce reprezintă rezultatele unui experiment este realizat, deci, pentru a permite celui care îl privește să extragă maximum de informație cu minimum de efort. Graficul nu trebuie să vorbească, astfel, despre efortul celui care l-a realizat, eventualele linii ajutoare trebuie să dispară la fel cum schelele sunt îndepărtate la finalizarea unei construcții.

Deși azi există programe de calculator performante și prietenoase pentru trasarea graficelor și prelucrarea primară a datelor (noi vă sfătuim să utilizați Microcal Origin produs de Microcal Software Inc.), pentru stăpînirea deprinderilor de bază este obligatorie, la început, **trasarea manuală a graficelor**. Dacă nu veți învăța, în acest mod, să alegeți bine intervalele pentru mărimile reprezentate și să marcați corespunzător axele, atunci când veți începe să le realizați cu calculatorul nu veți putea să stabiliți adecvat setările programului. În nici un caz programul nu va ghici ce veți dori dumneavoastră să scoateți în evidență în graficul respectiv.

Pentru desenarea manuală a graficului trebuie să aveți la îndemînă hîrtie caroiată la 0.5 mm (de matematică) sau cu hîrtie milimetrică (pentru reprezentările cu precizie mai bună, ajungînd la 1 %). Cum de multe ori reprezentarea grafică va fi făcută chiar la terminarea experimentului, pentru a decide dacă rezultatele sunt suficiente, cel mai bine este să aveți un caiet de laborator cu hîrtie caroiată la 0.5 mm. Veți greși cu siguranță, așa că înarmați-vă neapărat cu un creion și cu o gumă.

Cele mai frecvent utilizate reprezentări grafice sunt în scară liniară (lin-lin în jargonul științific). În acest caz, distanțele pe axă sunt **proporționale** cu variațiile corespunzătoare ale mărimii respective. Primul pas în construirea unui grafic este stabilirea **intervalelor ce vor fi reprezentate** pe fiecare din axe. Acestea se aleg în strînsă legătură cu **proiectarea experimentului**, cînd stabilim între ce limite vom modifica mărimile fizice studiate. La familiarizarea cu un fenomen este bine să explorați **întregul domeniu admis pentru aceste mărimi și să alegeți o formă de reprezentare liniară**, care vă oferă o idee despre raporturile dintre diferitele valori. Cele mai multe dintre experimentele din acest volum se referă la **caracteristici statice curenț-tensiune**. **Începeți întodeauna măsurătorile de la valoarea nulă a mărimii independente**. Limitele superioare ale intervalelor reprezentate trebuie să fie numere "rotunde"; chiar dacă aveți, de exemplu, date numai de la 0 pînă la 8.43 mA, reprezentați intervalul 0 - 9 mA sau, și mai bine, 0 - 10 mA. Nu fiți prea economi cu hîrtia, dacă punctele experimentale acoperă doar trei sferturi din intervalul ales graficul arată încă bine.

Odată alese intervalele ce trebuie reprezentate, va trebui să decidem lungimea geometrică pe care o vor ocupa pe grafic. Mai întîi, decideți unitățile de măsură pe care le veți utiliza. Folosiți cu precădere prefixele (micro, mili, kilo, etc.) astfel încît numerele care reprezintă valorile să nu fie prea mari sau prea mici. De exemplu, pentru 0.65 V puteți opta pentru această reprezentare sau una în mV, 650 mV; prima are avantajul unui număr mai mic de cifre. Evitați, pe cît posibil, reprezentări de tipul  $0.5 \cdot 10^{-2}$  V, amintiți-vă că cei care lucrează în laborator intră în interacțiune cu oameni de pregătiri diferite; imaginați-vă reacția unui vînzător cînd îi cereți o "rezistență de  $2.2 \cdot 10^5 \Omega$ ". Cum veți lucra pe hîrtie cu caroiaj la 5 mm sau pe hîrtie

milimetrică, ideea de bază este ca o asemenea diviziune să reprezinte un număr convenabil de unitați (rotund și într-o relație simplă cu o putere a lui 10), ca 1 mV, 50 mA, dar **în nici un caz 2.2 V**.

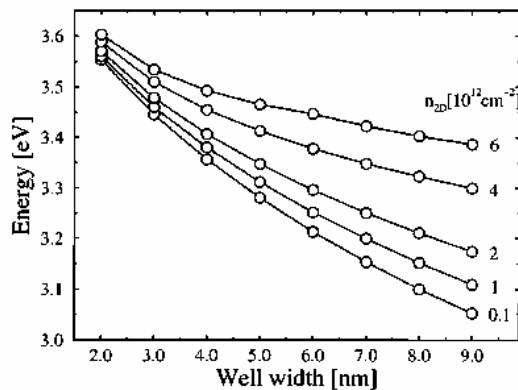
Înainte de a face gradarea axelor, este bine să le notăm vizibil semnificația. Pe fiecare dintre ele trebuie să apară clar **mărimea reprezentată și unitatea de măsură**. Este indicat ca numele mărimii să fie complet și neambiguu, evitându-se prescurtările; scrieți, deci, "tensiunea bază-emitor" și nu  $V_{BE}$ . Numai când nu există nici un pericol de confuzie (ca, de exemplu, la caracteristica statică a unei diode) puteți să vă mulțumiți cu notația  $U$  și  $I$ . După denumirea mărimii trebuie trecută obligatoriu unitatea de măsură. Nu vă bazați pe faptul că "toată lumea știe că în SI unitatea pentru tensiune este voltul", utilizarea multiplilor și submultiplilor este generală. Unitatea de măsură trebuie scrisă într-o paranteză (rotundă sau pătrată) deoarece este factor multiplicativ, cu el trebuie înmulțite numerele de pe axe pentru a afla valoarea mărimii în punctul respectiv. Astfel, pe axa marcată "curentul de colector în mA" acolo unde scrie 0.15 aveți egalitatea  $\text{curentul de colector} = 0.15 \cdot \text{mA}$ . Evitați celălalt mod de a separa unitatea de măsură (prin virgulă) deoarece nu sugerează operația matematică necesară pentru aflarea valorii mărimii respective.

Cu acestea, puteți trece la gradarea axelor. Începeți cu valorile extreme ale intervalelor reprezentate; dacă ambele axe încep de la 0, nu faceți economie de efort, 0 mA este cu totul altceva decât 0 mV. Verificați, încă o dată că ați ales o scară convenabilă și **gradați intervalele** de pe axe. Folosiți atât linii lungi (diviziunile principale) cât și (dacă este nevoie) linii mai scurte pentru subdiviziuni. Dacă nu vă hotărâți cum să alegeți diviziunile, priviți la o riglă gradată în cm și mm; ea reprezintă un exemplu foarte bun pentru că a fost făcută așa **ca să fie utilă**. Cum sunteți pe o scară liniară, **diviziunile trebuie să fie echidistante**, nu omiteți nici una, nici dumneavoastră nu v-ar plăcea ca pe autostradă să lipsească câte o bornă kilometrică. După acestea, scrieți **etichetele** cu valorile diviziunilor principale. Numărul lor nu trebuie să fie nici prea mic (orientarea pe axă se face mai greu) nici prea mare pentru că aglomerează inutil spațiul vizual. Pentru un grafic de dimensiuni normale, un număr de 4 - 10 etichete este rezonabil.

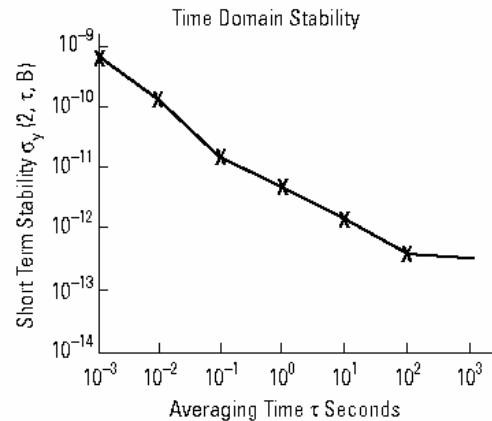
Puteți începe acum să reprezentați rezultatele măsurătorilor (punctele experimentale). La început desenați câte un punct sau o cruciuliță în punctele având coordonatele corespunzătoare. **Nu scrieți pe axe valorile acestor puncte**, ar complica inutil desenul și, oricum, aceste date se găsesc în tabelele cu rezultate. Dacă nu puteți desena punctul decât ducând linii ajutătoare paralele cu axele, **ștergeți neapărat aceste linii** după ce ați stabilit poziția punctului experimental. Când aveți de reprezentat mai multe grafice pe același sistem de axe și există pericolul confuziei între grupurile de puncte, utilizați semne diferite ca  $\odot$   $\square$   $\times$ , etc..

În sfârșit, dacă este nevoie, duceți o linie printre aceste puncte experimentale. Esențial este ca aceste puncte **să rămână vizibile** și după trasarea acestei linii. Când avem multe puncte experimentale și măsurătorile sunt afectate de erori rezonabile, este ușor să descoperim pe unde trebuie să treacă această linie. De multe ori când numărul de puncte experimentale este mic, va trebui să știm din alte surse forma dependenței pentru a încerca "fitarea" punctelor cu o linie continuă.

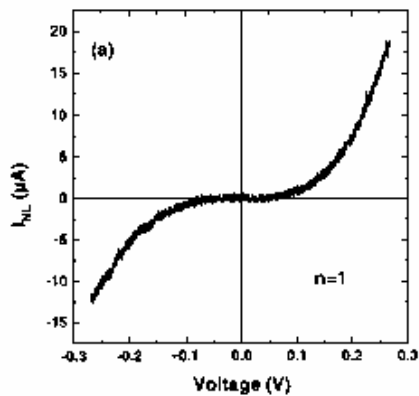
Graficele din Fig. A2.1 au fost reproduse după reviste științifice (ca Physical Revue, Review of Scientific Instruments, Phys. Stat. Sol.) și după o notă de aplicații de la Hewlett Packard și reprezintă exemple bune din care vă puteți inspira. La cele din desenele c) și d), achiziția datelor a fost făcută automat; din acest motiv numărul de puncte experimentale este atât de mare încât nu a mai fost necesară trasarea unei linii continue printre ele.



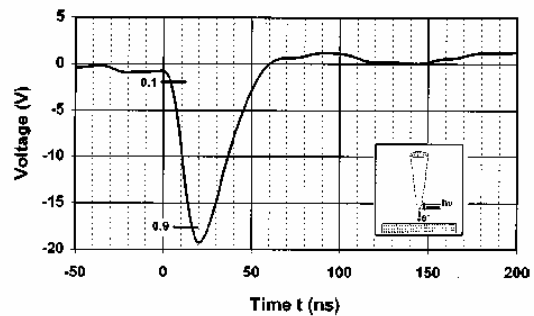
a)



b)



c)



d)

Fig. A2.1.

Atunci când evoluția unei mărimi trebuie urmărită, cu precizie relativă aproximativ constantă, pe un interval foarte extins, este indicată utilizarea unei scale logaritmice. Nu folosiți niciodată aberații matematice de tipul  $\ln(I)$ , chiar dacă le întâlniți frecvent prin unele texte. Nu puteți aplica operația de logaritmare decât unui număr adimensional. Ați putea să reprezentați  $\ln(I/1 \text{ mA})$  dar orientarea pe axă este greoaie. Soluția general utilizată în zilele noastre este aceea din Fig. A2.2, unde ambele axe sunt logaritmice (reprezentare log-log) : marcarea axelor se face **neechidistant** chiar cu valorile mărimii respective. Intervalul de multiplicare cu 10 se numește **decadă** și are, pe a axă în scară logaritmică, aceeași lungime, orideunde ar începe. Cum acest lucru se recunoaște foarte ușor, **caracterul logaritmici nici nu se mai arată explicit**.

*Obseerwație: Valoarea 0 nu apare niciodată pe o scară logaritmică, așa că nu o căutați în zadar; poziția ei este la  $-\infty$ .*

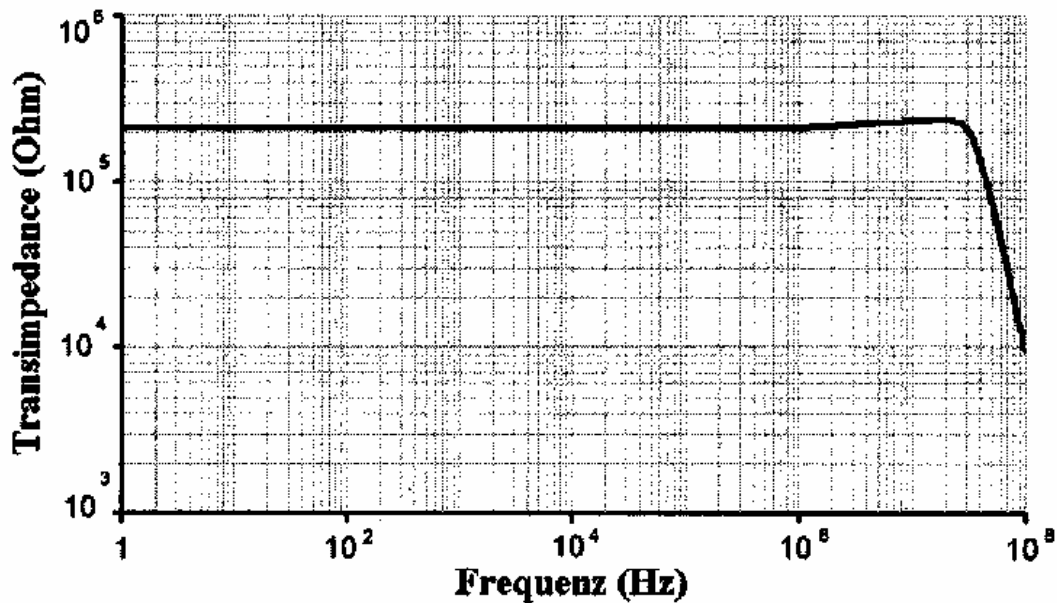


Fig. A2.2.

Pe o axă, decadele 1 -10, 10 -100, etc., au exact aceeași poziție a subdiviziunilor. Dacă lungimea geometrică (pe axă) a unei decade o notăm cu  $L_0$ , pozițiile acestor subdiviziuni sunt proporționale cu logaritmul zecimal și sunt date în Fig. A2.3. Cu o aproximație nu foarte proastă, subdiviziunile 2 și 5 împart decada în părți egale (distanța dintre 2 și 5 este un pic mai mare). Puteți realiza, astfel, foarte rapid o scară logarimică și, de asemenea, știți pe unde ar trebui să fie punctele experimentale ca să apară echidistante: în secvența 1; 2, 5; 10; 20; 50;,, etc..

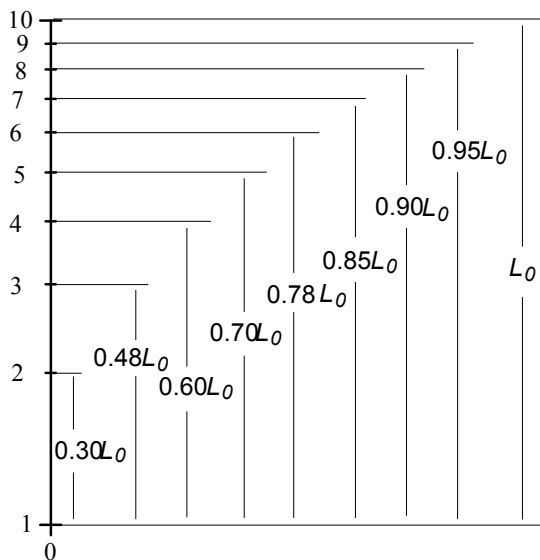


Fig. A2.3.

## Anexa 3

### Programul Circuit Maker

Prezentăm aici programul CircuitMaker Student Version, oferit de MicroCode Engineering., pe care îl puteți utiliza gratuit **legal** pe calculatorul dumneavoastră de acasă. El va înlocui masa de lucru, placa de test, pistolul de lipit și aparatura de măsură, permițându-vă să efectuați o mulțime de **experimente virtuale**, fără să aveți nevoie de vreo componentă electronică. Acest program poate fi găsit la [www.microcode.com](http://www.microcode.com).

După rularea programului de instalare, pe hard disk va apare un director, **Cm60s**, cu subdirectoarele Models și Circuits. Primul conține biblioteca de dispozitive electronice a programului și acolo nu veți interveni niciodată; e bine să-i setați atributele Read-only, Archive și, poate, chiar Hidden. Directorul Circuits conține o serie de fișiere cu extensia **ckt**, reprezentând exemple de utilizare a programului; pentru a le proteja vă sfătuim să le selectați pe toate și să le puneți atributele menționate mai sus. În același director Circuits, creați un subdirector nou, să zicem Work, unde veți salva experimentele efectuate de dumneavoastră. Astfel, veți putea avea acces comod atât la exemplele care vin cu programul cât și la fișierele pe care le-ați salvat.


Ne propunem aici familiarizarea cu programul, prin efectuarea câtorva experimente simple. Puteți apoi să progresați rapid, deoarece programul este însoțit fișiere Help destul de consistente. Deocamdată să lansăm programul și să privim fereastra lui principală. În afara meniului și a barei de butoane




(care dublează o serie de opțiuni ale meniului mai frecvent folosite) avem o fereastră secundară care va conține **schema circuitului**. Bara ei de titlu conține calea și numele fișierului din care a fost încărcat, sau unde a fost salvat, proiectul dumneavoastră. Inițial aveți un proiect care nu conține nimic, numit Untitled.ckt.

#### Amplasarea componentelor

Înainte de a începe să construim circuitul, să maximalizăm fereastra sa și învățăm cea mai utilizată comandă: **Undo**. Dacă ați făcut în circuit o deplasare a componentelor sau a firelor de legătură care nu vă convine, tastați Ctrl+Z (pentru cei cu prea puțină experiență în utilizarea calculatorului, asta înseamnă că se apasă **mai întâi** tasta Control și, **ținând-o apăsată**, se apasă și tasta Z) și circuitul va reveni la forma anterioară ultimei modificări. Când ați uitat această comandă scurtă (short-key), utilizați meniul Edit, opțiunea Undo. Aceeași comandă poate fi utilizată și după ce ați îndepărtat (cu Delete) un fir sau o componentă.


Instrumentul principal de lucru este mouse-ul care deplasează pe ecran cursorul. Acesta poate avea mai multe forme, după funcția pe care este pregătit să o îndeplinească. Alegerea acestei funcții se face cu al doilea grup de patru butoane plus primul buton din grupul al treilea. Cea mai utilizată funcție este aceea de **selectie**, când cursorul are forma unei săgeți; vom avea nevoie de ea pentru deplasarea, ștergerea și copierea componentelor schemei. Selectarea ei se face cu butonul , din meniul Options - Cursor Tools, sau din meniul care apare dacă "clicați" butonul **drept** al mouse-lui.

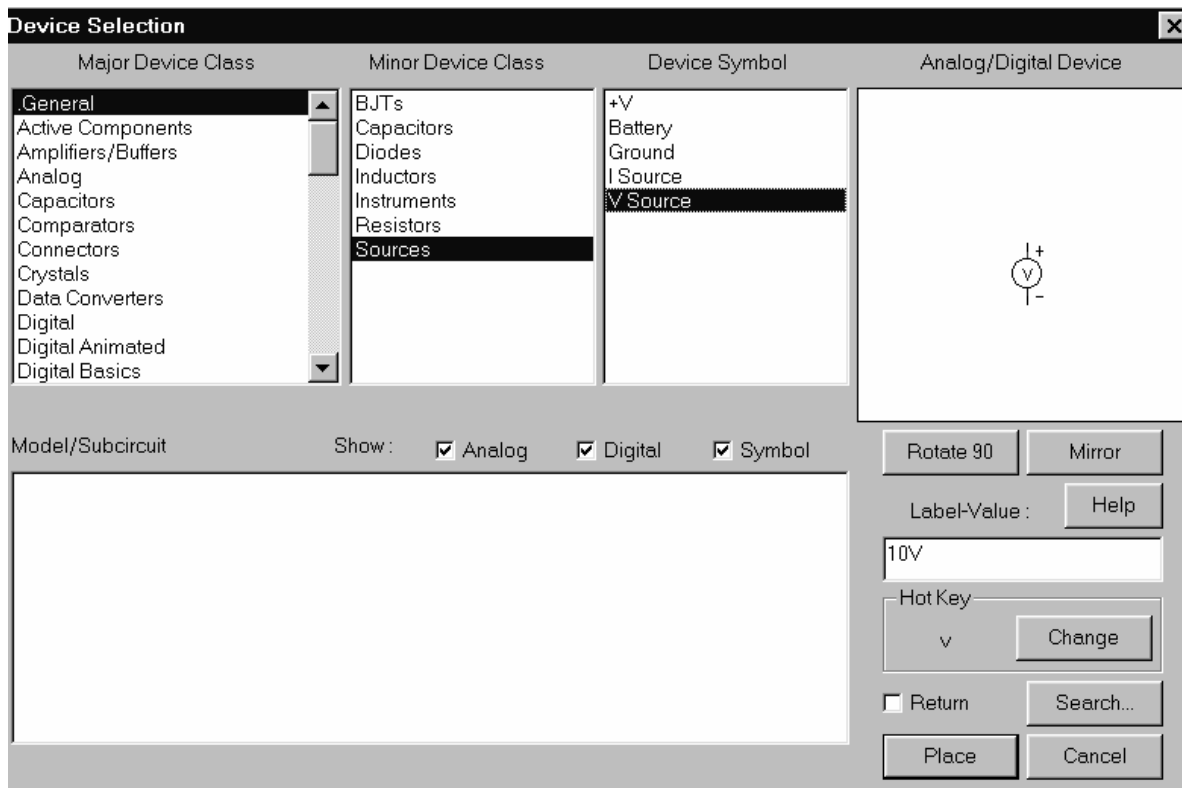
Pentru interconectarea componentelor, vom avea nevoie de o altă unealtă, Wire Tool, caz în care cursorul capătă forma unui semn +. Selectarea ei se face cu butonul  sau utilizând meniurile amintite mai sus.

*Observație: La trecerea cu mouse-ul peste un buton din bara cu butoane, în bara de titlu a ferestrei apare descrierea funcției butonului respectiv.*



Să începem acum realizarea montajului: un circuit serie alcătuit dintr-o sursă ideală de tensiune continuă, un rezistor și o diodă semiconductoare. Aceasta se face prin **alegerea** unor componente din biblioteca programului, **plasarea** lor în spațiul de lucru și **interconectarea** lor. Urmează apoi stabilirea, pentru fiecare componentă a numelui și parametrilor doriți.

Alegerea unei componente din bibliotecă se face cu butonul Parts  sau alegînd din meniul Devices-Browse. Pentru oricare din variante, se deschide fereastra **Device Selection**, care are în partea superioară un meniu ramificat. Dispozitivele din bibliotecă sunt împărțite în 49 de clase majore, ordonate alfabetic. În plus, există clasa General, care grupează cele mai utilizate dispozitive și care este trecută înaintea celorlalte. Odată aleasă o clasă majoră, în câmpul următor apar clasele minore corespunzătoare ei. De exemplu, pentru clasa majoră Sources, avem clasele minore Controlled, Linear și Non-Linear.



La selectarea unei clase minore (de exemplu Linear), în câmpul următor apare o listă cu tipuri de dispozitive: +V, Battery, Ground, I Source, V Source. Selectăm sursa de tensiune (V Source) și, acum, în câmpul următor apare simbolul acestei componente. Dacă denumirea dispozitivului și simbolul său nu ne sunt suficiente pentru identificarea sa, putem să apăsăm butonul Help din această fereastră, obținînd informații suplimentare despre dispozitivul ales.

Dacă nu ne convine orientarea simbolului avem două opțiuni: oglindirea (**Mirror**) și rotația cu 90°. De asemenea, putem stabili valoarea componentei (rezistență, capacitate, etc.) în spațiul de editare Label-Value. În cazul în care nu suntem siguri de orientarea și valoarea necesare, nu trebuie să ne facem probleme: le vom putea modifica oricînd. Cu acestea, apăsăm butonul **Place** și componenta apare în spațiul de lucru, "agățată" de cursor. Ne hotărîm asupra poziției și clicăm cu butonul stîng, lăsînd componenta pe spațiul de lucru.


*Observatie: Dacă suntem siguri de componenta dorită, putem să câștigăm timp, clicînd de două ori rapid pe numele ei din cîmpul Device Symbol: nu mai este necesară apăsarea butonului **Place**.*


Ne mai trebuie un rezistor și o diodă. Procedăm ca mai sus, componentele găsindu-se pe căile de selecție General-Resistors-Resistor și General-Diodes-Diode. În cazul diodei întîlnim un lucru nou. După selectarea din cîmpul Device Symbol, în cîmpul din stînga jos **apare o listă de tipuri constructive, așa cum sunt oferite de fabricanți**. La fiecare tip, sunt trecuți prescurtat parametrii importanți și destinația pentru care a fost proiectat. Alegeți, să zicem tipul 1N4001, care este o diodă de uz general, cu tensiunea inversă maximă 50 V și curentul maxim 1 A.

Avem acum cele trei elemente de circuit necesare. S-ar putea ca pozițiile în care le-am plasat să nu ne mai convină. Nu avem decît să poziționăm cursorul (de forma unei săgeți) peste simbolul respectiv, să apăsăm butonul din stînga selectînd componenta (ea devine roșie pentru scurt timp) și s-o depășăm cu mouse-ul în noua poziție, unde relaxăm butonul .

*Observație: Eticheta se deplasează împreună cu simbolul, dar poate fi selectată și deplasată și separat, prin același procedeu.*

## Interconectarea

Să legăm acum componentele între ele. Pentru aceasta, schimbați unealta de lucru, apăsînd, de exemplu, butonul Wire Tool . Cursorul ia forma unui + și cînd îl deplasați peste terminalele componentelor, acolo unde puteți lega firul, apare un mic dreptunghi roșu. Apăsați butonul stîng pe terminalul de plecare, țineți-l apăsat și duceți apoi cursorul pe terminalul de sosire, unde relaxați butonul. Legătura apare cu linie roșie iar terminalele conectate cu cerculeț de același culoare., pentu că sunt încă selectate. La continuarea lucrului, cînd alte obiecte vor primi starea "selectat", ele vor deveni albastre.

Dacă dorim să legăm firul pe care tocmai îl poziționăm la un alt fir existent deja, oprim cursorul deasupra acestuia, unde apare dreptunghiul roșu, și relaxăm butonul mouse-lui. Cînd urmărim însă ca cele două conductoare să se intersecteze **fără să aibă contact**, trecem pur și simplu peste el și mergem cu mouse-ul la punctul pe care dorim să-l legăm. Întodeauna, locul unde două fire sunt în contact va fi marcat pe schemă cu un cerculeț plin. Cînd am terminat de legat firele, revenim la vechea unealtă, apăsînd, de exemplu, butonul Arrow Tool .

*Observație: Uneori, în urma unor manevre ezitante de interconectare, pe ecran apare un set ciudat de fire vericale și orizontale agățate de cursor. Apăsați tasta **Escape** și ele dispar.*

Tocmai ați legat componentele, dar nu ați terminat încă de construit circuitul. Ca să-și efectueze calculele, programul definește toate potențialele față de masă, dar dumneavoastră nu aveți încă stabilit un asemenea punct. Va trebui să mai plasați o "componentă", **Ground**, care se găsește pe calea de selecție General-Sources-Ground și s-o legați la minusul sursei de alimentare. Abia acum circuitul este complet. Dacă nu sunteți mulțumit cum arată desenul, puteți modifica poziția unei componente (selectare și tragere cu mouse-ul) firele de legătură rămînînd legate. Dacă nici drumul lor nu vă convine, selectați și trageți cu mouse-ul segmentele de linie dreaptă.

*Observație: Puteți să selectați mai multe componente simultan, ținînd tasta Shift apăsată, sau alegînd o întregă zonă de formă dreptunghiulară: clicați pe unul din vîrfurile dreptunghiului, țineți butonul apăsat, deplasați mouse-ul și, cînd sunteți mulțumiți, relaxați butonul. Componentele selectate capătă culoarea roșie. Înainte să mai clicați undeva, selectați meniul Edit - Move și apoi puteți deplasa întreaga zonă*



selectată. Puteți, de asemenea, să copiați obiectele selectate (cu meniul Edit - Copy sau CTRL +C) și să le adăugați în locul dorit cu Edit -Paste sau CTRL +V.

În final, să stabilim valoarea componentelor. Poziționați cursorul (de forma săgeții) deasupra simbolului componentei și clickați de două ori, **rapid**. Va apare o fereastră de dialog, Edit Device Data, unde puteți modifica, printre altele, valoarea (câmpul **Label-Value**) și numele ei (câmpul **Designation**). Stabiliți 30 V pentru sursă și 2 k $\Omega$  pentru rezistență.

**Observație:** În câmpurile de editare, unitatea de măsură (eventual numai prefixul) trebuie scrisă imediat după valoarea numerică, fără spațiu. Pentru micro, în locul literei grecești  $\mu$  se utilizează litera latină u, iar pentru mega se utilizează MEG.

Acum circuitul este gata, așa cum se vede în figura alăturată, și este mai sigur să salvăm proiectul înainte de experiment; pentru aceasta aveți meniul File-Save As. Pentru salvare, vă sfăuim să utilizați directorul Work pe care l-ați creat în Cm60s/Circuits/. Dacă vreți ca imaginea schemei lui să poată fi utilizată în alt program, o puteți copia în clipboard, folosind meniul Edit - Copy to Clipboard.

## Simularea

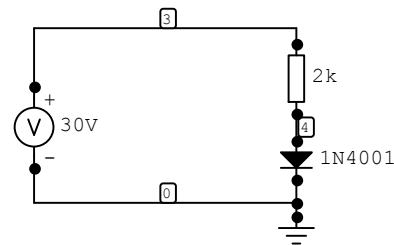
Începem experimentul. Programul poate să efectueze două tipuri de simulări: **analogice** și **digitale**. Selecția între acestea se face din meniul Simulation, prima opțiune (de sus) sau cu primul buton din grupul al patrulea, numit **Digital/Analog**. Dacă ați ales opțiunea Analog, butonul prezintă simbolul unui tranzistor  iar dacă ați optat pentru simularea digitală, imaginea este cea a unei porți logice . Cu excepția capitoului 16, **toate circuitele discutate sunt analogice**, deci trebuie să aveți vizibil simbolul tranzistorului.

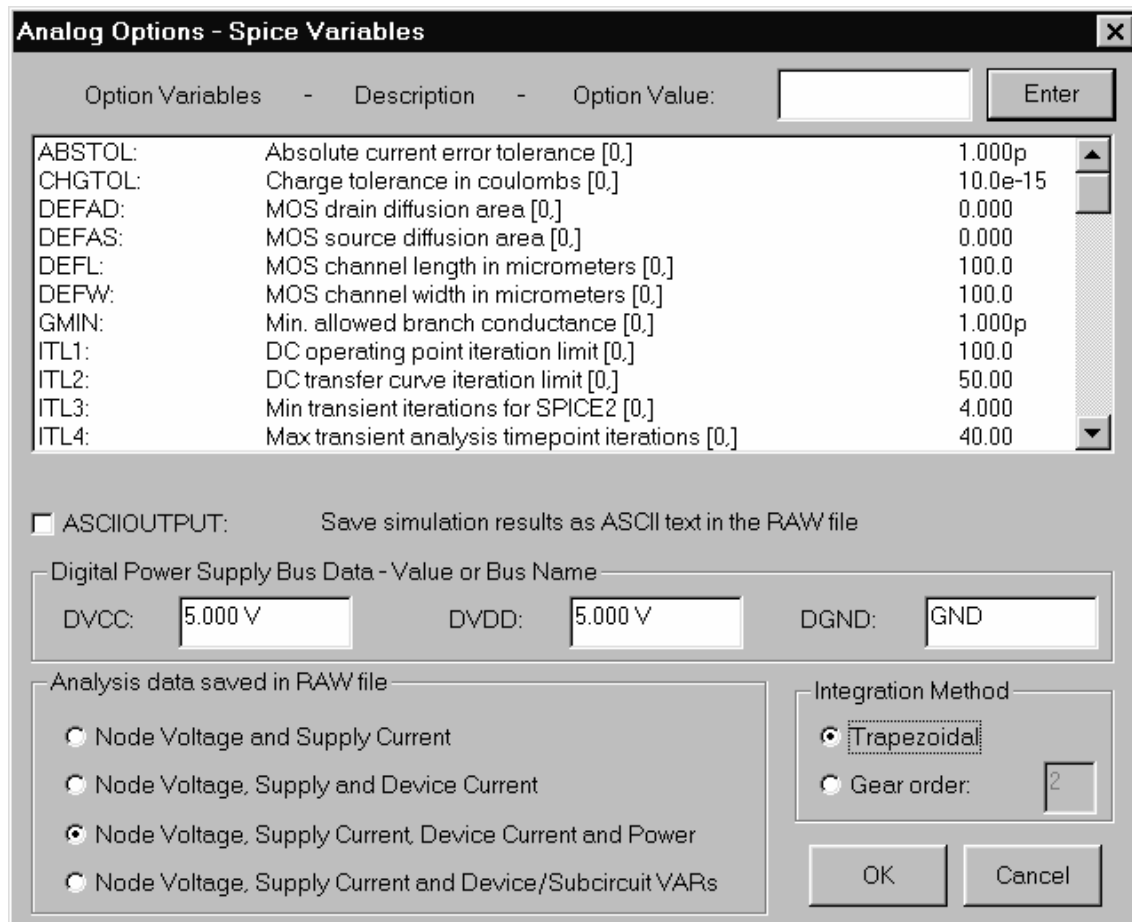
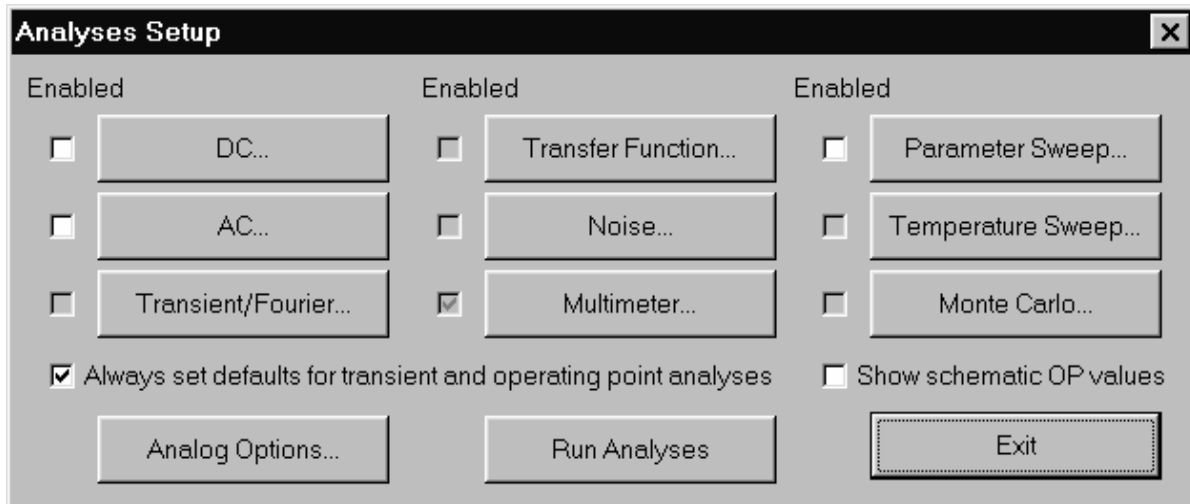
### Punctul static de funcționare



Există mai multe tipuri de analize pe care programul știe să le facă. Cea mai simplă este calcularea punctului static de funcționare produs de sursele de tensiune constantă și sursele de curent constant. Pentru aceasta, selectați meniul Simulation - Analyses Setup și va apare fereastra cu același nume:


Pentru analiza punctului static de funcționare, trebuie să aveți activat Multimetrul. El este activat implicit (default) dar, dacă renunțați la opțiunea **Always set defaults for...**, trebuie să-l activați manual prin clicare în pătrățelul din stînga cuvîntului **Multimeter**. Trebuie, de asemenea, să stabiliți ce mărimi vor fi calculate. Pentru aceasta, apăsați butonul **Analog Options** și în noua fereastră apărută, în câmpul **Analysis data saved in RAW file** alegeți, de exemplu, a treia opțiune: tensiunile nodurilor, curenții surselor și curenții și puterile prin dispozitive. Apăsați apoi butonul OK și întorceți-vă în fereastra **Analyses Setup**. După aceasta, puteți să comandați începerea simulării de aici, cu butonul **Run Analyses**, sau, mai bine, apăsați **Exit** și întorceți-vă în fereastra principală.

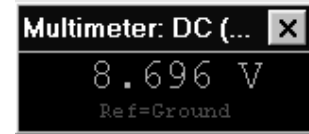
Circuit serie cu sursa de tensiune continua, rezistor și dioda





Aici avem un buton **Run/Stop** de unde putem comanda simularea. Când simularea este oprită și programul așteaptă comanda de start, imaginea butonului este , iar când simularea este activă și programul așteaptă comanda de oprire, imaginea butonului se schimbă în .

Apăsăm, deci, butonul de start și apare fereastra multimetrului, care poate fi deplasată oriunde în fereastra principală. În mod automat, este apăsat butonul Probe Tool , cursorul luând și el această formă, care este a unei **sonde de măsură**. Deplasând acum cursorul peste circuit, pe el apare una din literele V, I sau P, după tipul mărimii pe care puteți s-o măsurați, tensiune, curent sau, respectiv, putere.. Clicînd atunci cînd aveți litera V, multimetrul va indica potențialul nodului respectiv, ca în figura alăturată. Același lucru se întîmplă cu intensitățile curenților și puterile disipate.



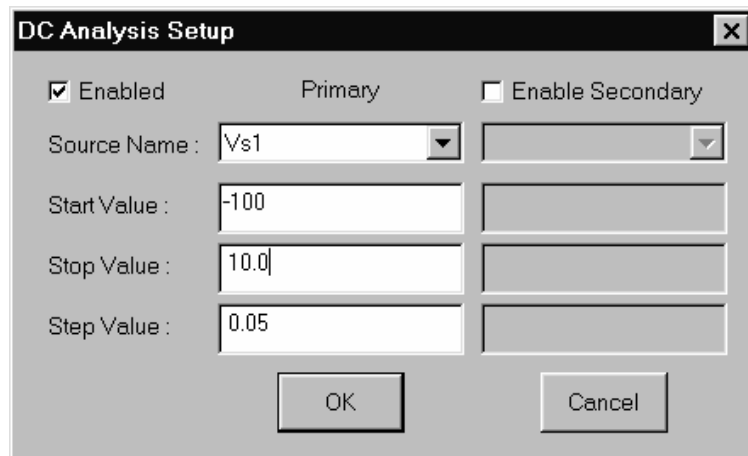
Să facem cîteva observații în legătură cu semnele acestor mărimi. Asupra potențialelor nu poate exista nici o confuzie: ele sunt pozitive dacă sunt deasupra potențialului masei și negative dacă sunt sub acest potențial. În privința intensităților și puterilor, lucrurile sunt complicate întrucît autorii programului au avut proasta inspirație să utilizeze convenții diferite pentru surse și dispozitive. Sfatul nostru este să măsurați potențialele nodurilor iar sensurile curenților să le puneți dumneavoastră știind că pe dispozitivele consumatoare curentul circulă de la potențial ridicat la potențial coborît. Ignorați astfel semnele curenților furnizate de program. Același lucru îl puteți face și în cazul puterilor: cunoscînd potențialele și sensurile curenților, decideți singuri dacă puterea este produsă în circuit sau disipată.


*Observație: Despre rezistoare și diode știți cu siguranță că sunt consumatoare. O sursă de tensiune nu este întodeauna generator de energie, ea poate fi și consmator, dacă sensul curențului prin ea este opus celui care l-ar genera ea dacă ar fi singura sursă din circuit.*

#### Analiza DC (trasatorul de caracteristici statice)


După ce v-ați notat tot ce vă interesa, puteți opri simularea și modifica valorile unor componente, reluînd-o apoi. Pentru valorile surselor de tensiune sau curent avem înșă și **posibilitatea modificării lor automate (sweep)** și urmărirea modificării întregului regim de curent continuu. Este ceea ce programul numește **DC Analysis**.

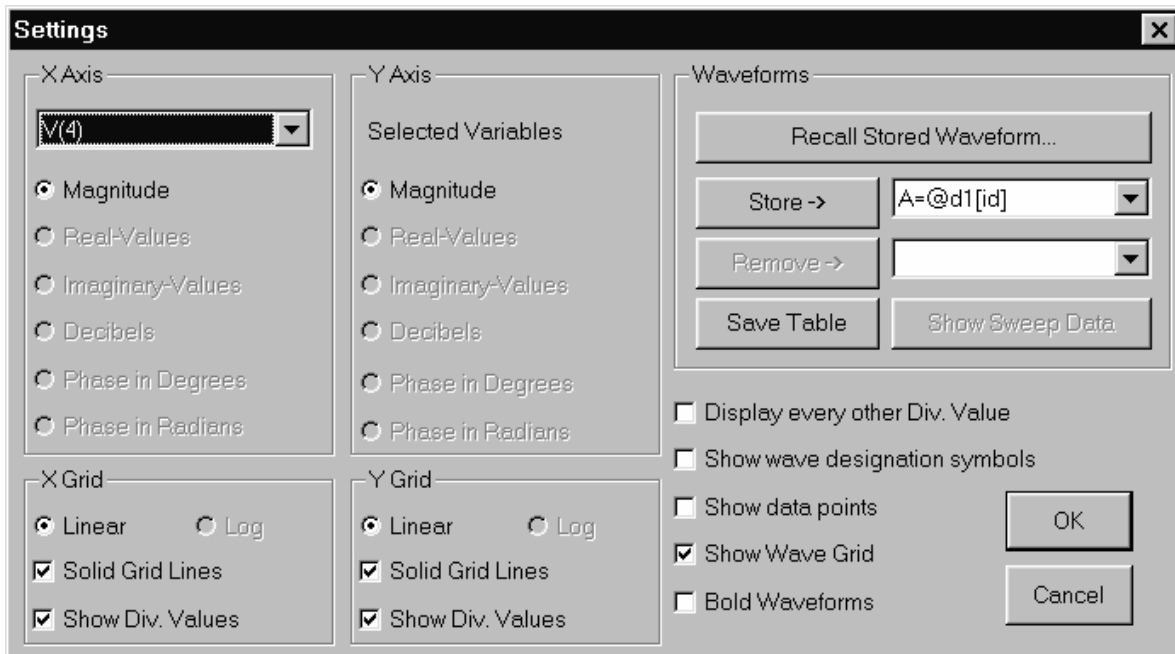
Pentru aceasta, selectăm din nou din meniu Simulation-Analyses Setup și aici activăm DC Analysis și apăsăm pe butonul respectiv. Obținem astfel fereastra **DC Analysis Setup**, unde alegem sursa a cărei valoarea o dorim modificată automat, valoarea inițială, valoarea finală și pasul de variație. Să modificăm valoarea între -100 V și 10 V cu pas de 0.05 V. Ieșim din aceste ferestre (cu OK) și pornim din nou simularea. De data aceasta, în afara multimetrului, a apărut în partea de jos



o fereastră grafică, **DC Analysis (Curve Tracer)** (dacă nu apare, apăsați butonul **Waveforms**  și eventual, alegeți meniul Window - Tile Windows). Nu avem încă nici un grafic, dar, cu această fereastră activată, puneți sonda pe nodul dintre rezistor și diodă și, surpriză ! Apare graficul potențialului acestui nod, în funcție de tensiunea sursei. țineți tasta Shift apăsată și clicăți pe borna pozitivă a sursei: veți obține ambele grafice suprapuse, în culori diferite. Pentru citirea precisă a poziției pe grafic, aveți la dispoziție două cursoare orizontale și două verticale.

Chiar dacă nu știm încă nimic despre diode, putem să tragem o concluzie interesantă. Când tensiunea sursei este între -51 V și 0 V, tensiunea pe diodă este egală cu cea de pe sursă. La tensiuni negative mai mari tensiunea pe diodă se limitează la - 51 V, iar la tensiuni pozitive se limitează la aproape 0 V. Să vedem cum se comportă curentul. Punem sonda pe curentul diodei și clicăm, fără să mai ținem tasta Shift apăsată. Între -51 V și 0 V curentul prin diodă este zero, dioda se comportă ca și cum n-ar exista, este **blocată**.

Fereastra aceasta, care imită ecranul unui osciloscop, are câteva butoane în colțul din stînga sus. De aici puteți comuta stabilirea scalelor Manual sau Automat. Pe modul manual, apăsînd săgețile, puteți modifica dilata sau contracta graficul. Apăsînd butonul  se deschide fereastra **Settings** în care aveți acces la setările osciloscopului.



Implicit, mărimea de pe axa X este valoarea sursei pe care ați programat-o să varieze automat și în câmpul respectiv veți găsi scris **Sweep**. Puteți să alegeți, însă, orice mărime electrică ce a fost calculată. Dacă vrem să desenăm caracteristica curent-tensiune a diodei, această mărime trebuie să fie potențialul nodului 4 (anodul diodei); nodurile sunt numerotate automat, vizibilitatea numerelor fiind controlată cu meniul Options - Show Node Numbers.

În cazul în care facilitățile grafice ale osciloscopului nu vă satisfac, apăsați **Save Table** și exportați fișierul de date ca tabel ASCII (extensia TBL). Îl puteți apoi importa în orice program profesional de desenat grafice (de exemplu Microcal Origin) și puteți să prezentați datele în forma dorită.

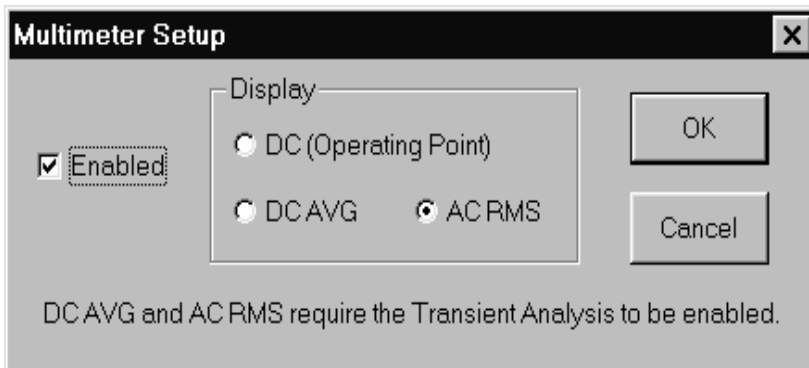
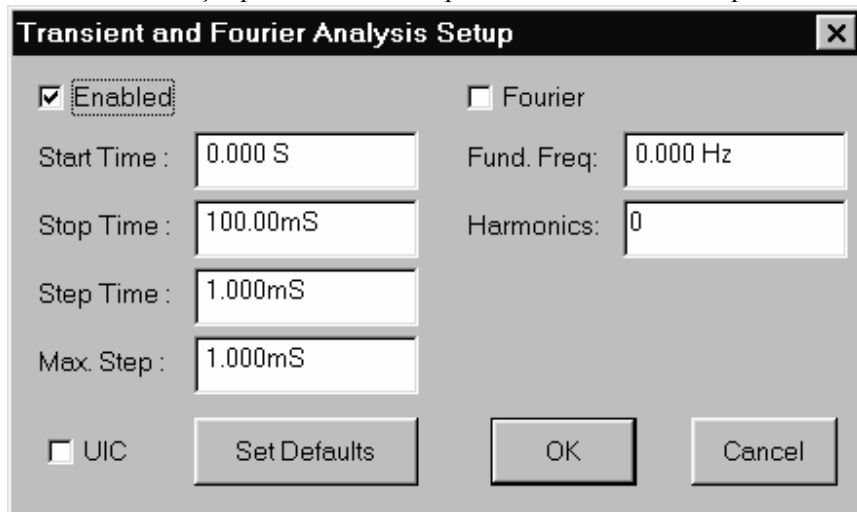
### **Analiza tranzientă (osciloscopul)**

Să încercăm să vedem acum ce se întâmplă dacă tensiunea sursei nu mai este continuă ci variază sinusoidal. Selectăm sursa de tensiune continuă și apăsăm tasta Delete a claviaturii, sau butonul Delete Tool al ferestrei, îndepărtînd sursa din circuit. Procedăm corespunzător și cu firele de conexiune rămase nelegate. Alegem o sursă de semnal sinusoidal pe calea General-Instruments-Signal Gen, o legăm în circuit și stabilim frecvența la 50 Hz și amplitudinea 10V.

Modificăm apoi opțiunile de simulare, alegînd ca programul să efectueze **analiza tranzientă**, adică urmărirea evoluției în timp a stării circuitului, pornind de la anumite condiții inițiale. Selectăm meniul Simulation - Analyses Setup, și în această fereastră dezactivăm analiza DC (nu mai avem sursa de curent

continuu), activăm opțiunea **Transient/Fourier** și apăsăm butonul respectiv. În fereastra care apare stabilim ca simularea să înceapă la 0 secunde, să se facă pînă la 100 ms (adică cinci perioade ale tensiunii alternative) și să aibă un pas de 1 ms.

Pornim simularea și apare din nou ecranul osciloscopului, de data asta cu titlul **Tranzient Analysis (Oscilloscope)**. Facem să apară pe grafic, simultan, tensiunea sursei și cea de pe diodă. Se observă că dioda limitează excursia de tensiune, "tăind" semialternațele pozitive.



Pe acest tip de analiză, multimetrul poate fi programat să arate fie tensiunea medie (numită și tensiune continuă), **DC AVG**, fie tensiunea efectivă a formei de undă alternative, **AC RMS**.

## Anexa 4

# Stabilizatoare de tensiune

### A. Stabilizatoarele integrate cu tensiune fixă LM78XX

În locul tradiționalului stabilizator cu diodă Zener este preferabil să utilizați un stabilizator integrat cu tensiunea de ieșire fixă deoarece performanțele sunt mult mai bune iar prețul (în jur de 20 cenți) nu depășește cu mult pe cel al unei diode Zener. Seria 78XX este destinată stabilizării tensiunilor pozitive iar seria 79XX tensiunilor negative (în locul pozițiilor notate cu X este trecuta valoarea tensiunii stabilizate). Valorile standardizate pentru tensiunea de ieșire sunt 5.0 V (7805, respectiv 7905), 6.2 V (7862), 8.2 V (7882), 9 V (7809), 12 V (7812) și 15 V (7815). Dacă doriți un curent de ieșire de pînă la 100 mA, va trebui să utilizați circuitele de mică putere, codificate cu litera L, de exemplu 78L12. Există, însă, și stabilizatoare care pot furniza pînă la 1 A.

Schema standard de utilizare a unui asemenea stabilizator este prezentată în Fig. A4.1. Primul lucru de care trebuie să aveți grijă este ca filtrarea tensiunii nestabilizate (de intrare), care nu este reprezentată în figură, fiind presupusă a fi realizată în blocul de redreare, să nu permită coborîrea tensiunii  $V_{in}(t)$  sub valoarea  $V_{out} + V_{DO} = V_{out} + 3V$ . Pe stabilizator va trebui, deci, să pierdeți, în orice moment, cel puțin 3 V, mărime numită în foile de catalog "drop out voltage". Condensatorul  $C_1$ , de inductanță mică (mylar), este necesar numai dacă firele între redresor și stabilizator sunt lungi. Celălalt condensator, preferabil ceramic, îmbunătățește performanțele tranzitorii la variații bruște ale curentului de sarcină și preîntîmpină eventualele oscilații ale stabilizatorului (el este un sistem cu reacție și, în anumite condiții, poate avea tendința să oscilieze).

Tensiunea de intrare nu trebuie să depășească valoarea maximă admisă. De exemplu, pentru stabilizatorul de 12V, această valoare este de 27 V. Nu uitați, însă, că pe stabilizator se va disipa puterea  $(V_{in} - V_{out})I_{out}$ , așa că nu e bine să aveți o tensiune de intrare exagerat de mare, mai ales cînd și valoarea curentului necesar este mare. Dacă aveți nevoie de 100 mA și pierdeți pe stabilizator 15 V, ar trebui ca stabilizatorul să disipe 1.5 W; or capsula cu disipație maximă disponibilă la aceste stabilizatoare abia disipă 1 W, cu radiator. În aceste condiții protecția internă la supraîncălzire se va declanșa și stabilizatorul nu va funcționa.

Dacă ați ținut seama de aceste considerații, puteți fi liniștiți: stabilizatorul se va proteja singur atît la supracurenți cît și la supraîncălzire. Nu uitați, însă, că protecția se face prin renunțarea la a mai stabili tensiunea. Să privim, deci, la performanțele oferite, așa cum apar ele în foaia de catalog.

Mai întîi, valoarea tensiunii stabilizate nu este perfect predictibilă: ni se garantează numai că va fi între 11.5 V și 12.5 V. Performanța "globală" de stabilizare în raport cu variațiile tensiunii de intrare este dată de mărimea "line regulation" (în engleză rețeaua de alimentare este numită "line", de unde și utilizarea aici cu sensul de alimentare). Pentru cazul cel mai defavorabil, cînd tensiunea nestabilizată evoluează pe intervalul maxim admis 14.5 V - 27 V, tensiunea de ieșire nu se modifică cu mai mult de 180 mV. Același punct de vedere este utilizat și în legătură cu variațiile curentului cerut de sarcină: la o variație între 1 și 100 mA, tensiunea de ieșire se modifică cu mai puțin de 100 mV (load regulation). Urmează, apoi, valoarea curentului de repaus, adică în absența sarcinii (quiescent current), mărime importantă pentru cazul în care sistemul lucrează majoritatea timpului în așteptare (stand-by) și este alimentat la baterii.

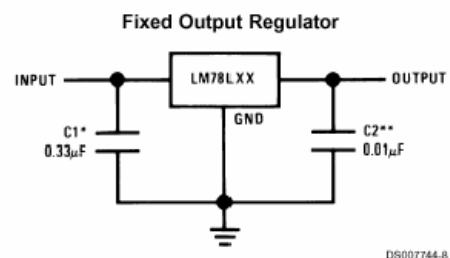


Fig. A4.1. Schema de aplicație tipică: stabilizator cu tensiune de ieșire fixă.



<b>LM78L12AC</b>						
Unless otherwise specified, $V_{IN} = 19V$						
Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
$V_O$	Output Voltage		11.5	12	12.5	V
		$14.5V \leq V_{IN} \leq 27V$ $1 mA \leq I_O \leq 40 mA$ (Note 3)	11.4		12.6	
		$1 mA \leq I_O \leq 70 mA$ (Note 3)	11.4		12.6	
$\Delta V_O$	Line Regulation	$14.5V \leq V_{IN} \leq 27V$		30	180	mV
		$16V \leq V_{IN} \leq 27V$		20	110	
$\Delta V_O$	Load Regulation	$1 mA \leq I_O \leq 100 mA$		30	100	mV
		$1 mA \leq I_O \leq 40 mA$		10	50	
$I_O$	Quiescent Current			3	5	mA
$\Delta I_O$	Quiescent Current Change	$16V \leq V_{IN} \leq 27V$			1	
		$1 mA \leq I_O \leq 40 mA$			0.1	
$V_n$	Output Noise Voltage			80		$\mu V$
$\frac{\Delta V_{IN}}{\Delta V_{OUT}}$	Ripple Rejection	$f = 120 Hz$ $15V \leq V_{IN} \leq 25$	40	54		dB
$I_{PK}$	Peak Output Current			140		mA
$\frac{\Delta V_O}{\Delta T}$	Average Output Voltage Tempco	$I_O = 5 mA$		-1.0		mV/°C
$V_{IN} (Min)$	Minimum Value of Input Voltage Required to Maintain Line Regulation			13.7	14.5	V

Găsim, în continuare, o veche cunoștință, factorul de stabilizare al tensiunii, esențial în micșorarea undulației. Din acest motiv, el este numit "ripple rejection" și măsurat chiar la frecvența undulației, 120 Hz pentru redresarea dublă alternanță în SUA. Putem conta pe o valoare de 54dB, care convertită în raport înseamnă o reducere de 500 de ori.

Stabilizatorul permite, pentru scurt timp, depășirea limitei de 100 mA. Curentul maxim de puls "peak output current" este, astfel, de 140 mA. Urmează, apoi, o mărime importantă în multe aplicații: stabilitatea termică a tensiunii stabilizată, măsurată prin coeficientul termic "tempco". Trebuie să ne așteptăm la o scădere cu 1 mV pe grad Celsius. Ultima informație din tabel ne spune că, dacă dorim să avem 12 V stabilizat la ieșire, tensiunea de intrare trebuie să fie de cel puțin 14.5 V (cazul cel mai defavorabil). Rotunjind, obținem sfatul prezentat la început: minimum 3 V pierduți pe stabilizator.

Anumite performanțe nu sunt prezentate în acest tabel ci sunt date sub formă grafică. Așa este puterea maximă disipată (Fig. A4.2) și impedanța de ieșire (Fig. A4.3). Observăm că, la frecvențe mici, impedanța de ieșire are valori sub 0.2  $\Omega$ .

### Maximum Average Power Dissipation (Z Package)

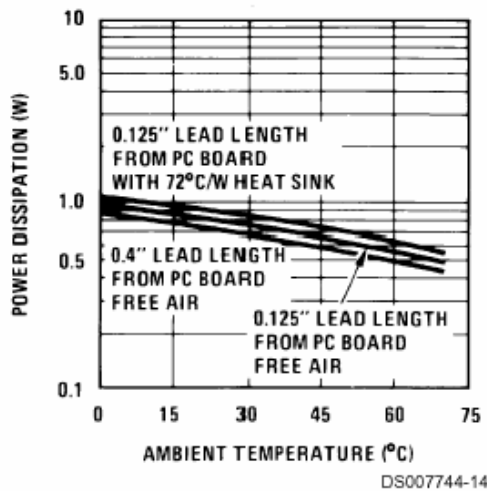


Fig. A4.2.

### Output Impedance

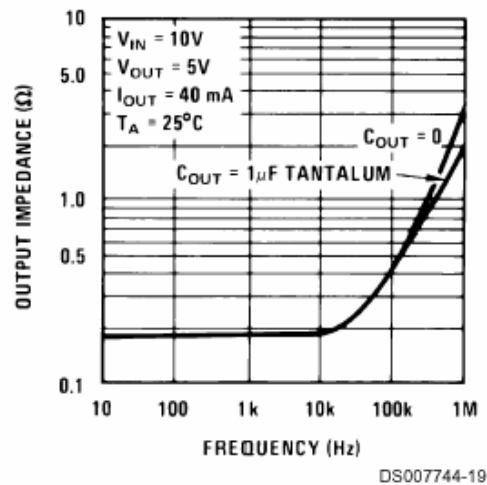


Fig. A4.3.

### Alte aplicații

#### Tensiune de ieșire reglabilă

În afara stabilizatorului cu tensiune fixă, circuitele prezentate pot fi utilizate și în alte aplicații. Astfel, dacă admitem o stabilizare mai modestă, putem construi un circuit cu tensiune reglabilă, ca în Fig. A4.4. Deși stabilizatorul integrat este unul pentru 5 V și menține această tensiune la capetele rezistorului  $R_1$ , tensiunea de ieșire furnizată este  $V_{out} = 5V + (5V/R_1 + I_Q)R_2$ , unde  $I_Q$  este curentul de "repaus" al circuitului integrat, de 3-5 mA. Trebuie să îndeplinim, însă, în plus, condiția  $5V/R_1 > 3I_Q$ . În aceste condiții, stabilizarea în raport cu variațiile alimentării, cu valoarea de

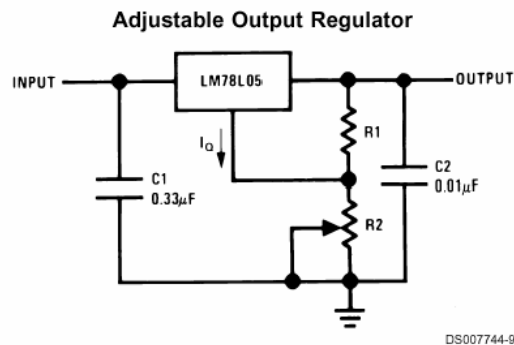


Fig. A4.4 . Stabilizator cu tensiune de ieșire reglabilă.

$L_r \cong 180$  mV pentru schema de aplicație tipică, devine mai modestă, crescînd de  $\frac{R_1 + R_2}{R_1}$  ori.

#### Stabilizarea curentului prin sarcină

De multe ori nu tensiunea pe sarcină trebuie stabilizată, ci curentul prin aceasta. Avem nevoie de o sursă de curent, capabilă să furnizeze un curent important, și o putem realiza cu schema din Fig. A4.5. Stabilizatorul LM78XX menține constantă tensiunea pe rezistorul  $R_1$ , care este parcurs, deci, de curentul constant  $V_o/R_1$ , unde  $V_o$  este tensiunea nominală a stabilizatorului. Curentul prin sarcină mai conține, însă, și componenta  $I_Q$ , care este, de asemenea, constantă  $I_{out} = V_o/R_1 + I_Q$ .

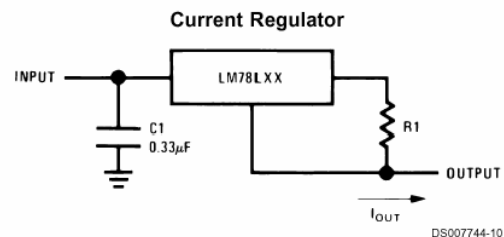


Fig. A4.5. Stabilizator de curent

### Curent de ieșire mai mare

Cînd curentul necesar prin sarcină este mai mare decît 100 mA, putem adăuga un tranzistor extern, păstrînd practic performanțele de stabilizare, ca în Fig. A4.6 .

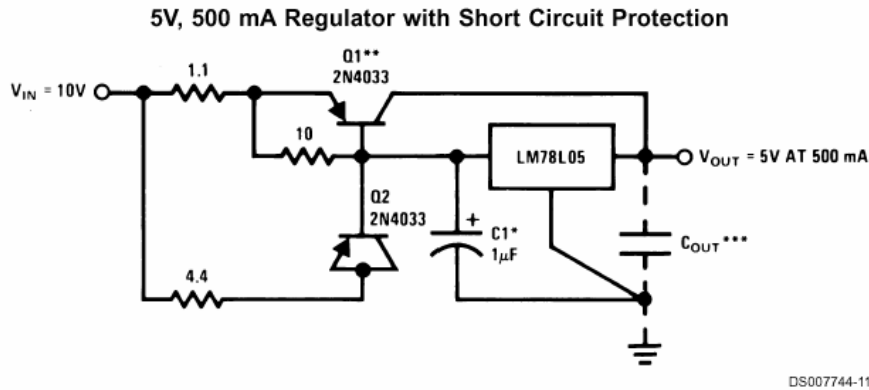


Fig. A4.6. Stabilizator 5 V, 500 mA, cu protecție la scurtcircuit.

Acum, curentul sosește la rezistența de sarcină pe două căi. Prima este cea prin rezistorul de 10  $\Omega$  și stabilizatorul integrat, care nu permite decît trecerea a cel mult 100 mA datorită protecției interne. Cînd curentul de pe această cale ajunge pe la 60 mA, căderea de tensiune de pe rezistorul de 10  $\Omega$  ajunge la 0.6 V și începe să deschidă tranzistorul Q<sub>1</sub>. După cum știți, deschiderea este abruptă, o creștere de 60 mV a tensiunii bază emitor (6 mA variație a curentului prin stabilizatorul integrat) multiplică de 10 ori curentul de colector. În acest fel, prin tranzistor ajunge pe sarcină surplusul de curent necesar, fără a se depăși valoarea de 100 mA prin stabilizatorul integrat. Nu se pierde stabilizarea, veți întreba, poate. De unde știe tranzistorul cît curent să trimită ? Simplu, presupuneți că tranzistorul s-a deschis prea mult și, deci, tensiunea pe sarcină a depășit valoarea care trebuie menținută constantă. Stabilizatorul 78XX constată acest lucru și face ceea ce ar fi făcut și în absența tranzistorului: micșorează curentul furnizat de el. Dar micșorarea acestui curent, prin rezistorul de 10  $\Omega$ , provoacă și micșorarea curentului prin tranzistor. Procesul continuă pînă cînd tensiunea pe sarcină ajunge la valoarea corectă.

De data aceasta nu întregul curent de sarcină trece prin stabilizatorul integrat și protecția sa la supracurent nu mai este eficientă în eventualitatea unei deschideri accidentale a tranzistorului Q<sub>1</sub>. Din acest motiv, s-a realizat, suplimentar o protecție externă la scurtcircuit. Întregul curent de sarcină parcurge rezistorul de 1.1  $\Omega$  și, cînd curentul atinge valori prea mari, tranzistorul Q<sub>2</sub>, montat ca diodă, preîntîmpină deschiderea suplimentară a tranzistorului Q<sub>1</sub>, limitîndu-i tensiunea bază-emitor, prin ocolirea de către curent a rezistorului de 10  $\Omega$ .

### Configurația pinilor

Pentru variantele M (capsulă SO-8) și Z (capsulă TO-92, de tranzistor), în figurile. A4. 7 și A4.8 este prezentată configurația pinilor. La capsula SO-8 vederea este de sus, așa cum se obișnuiește la circuitele integrate, pe cînd la capsula TO-92 vederea este de jos, dinspre terminale.

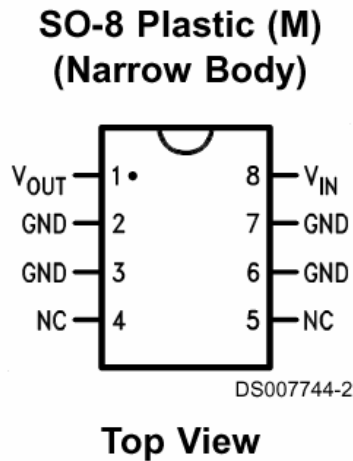


Fig. A4.7.

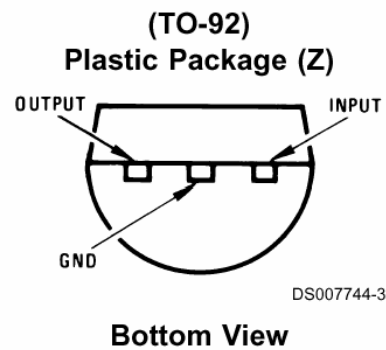


Fig. A4.8.

## B. Stabilizatoarele integrate reglabile LM117/LM217/LM317

Cu stabilizatoarele integrate de tensiune fixă puteți obține o tensiune reglabilă, dacă admiteți înrăutățirea stabilizării. În plus, nu puteți coborî tensiunea de ieșire sub valoarea nominală a stabilizatorului integrat. Când aceste lucruri nu sunt acceptabile, va trebui să cheltuiți mai mult (în jur de 4 \$, adică de 20 de ori mai mult !) și să vă cumpărați un stabilizator integrat cu tensiune reglabilă.

Circuitele integrate LM117/LM217/LM317 sunt stabilizatoare de tensiune pozitivă, cu trei terminale, a căror tensiune stabilizată poate fi reglată continuu prin utilizarea a numai două rezistoare așa cum se vede în Fig. A4.9. Performanțele seriei LM117 pot fi sintetizate astfel :

- tensiune de ieșire ajustabilă pînă la minimum 1.2V;
- curent de ieșire garantat de 1.5A;
- stabilizare la variațiile tensiunii de intrare (line regulation) cu valoarea tipică 0.01%/V
- stabilizare la variațiile sarcinii mai bună de 0.1%
- limitarea curentului de ieșire insensibilă la temperatură
- rejecție a riplului de 80 dB (10 000 de ori) dacă rezistorul  $R_1$  este "scurtcircuitat" în alternativ cu un condensator.

Diferențele între cele trei tipuri constă în capsulele utilizate, puterea disipată și curentul maxim, așa cum se poate vedea în tabelul care urmează.

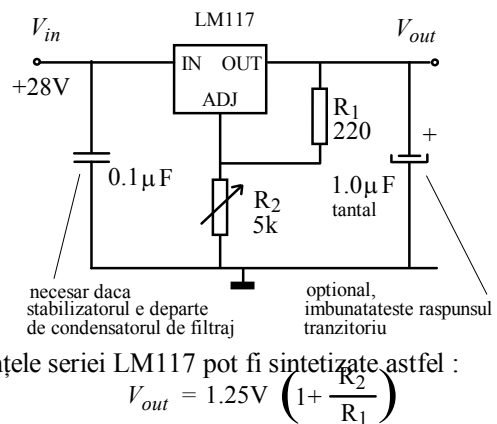


Fig. A4.9. Stabilizator cu tensiune reglabilă între 1.25V și 25V.

parametrul	condiții	LM117/217			LM317			unități
		min	tipic	max	min	tipic	max	
line regulation	$3V \leq V_{in} - V_{out} < 40V$		0.02	0.05		0.0	0.07	%/V
load regulation	$10mA \leq I_{out} \leq I_{max}$					0.0	0.07	%
current limit	$V_{out} \leq 5V$		20	50		20	70	mV
	$V_{out} > 5V$		0.3	1		0.3	1.5	%
curent de sarcină minim	$V_{in} - V_{out} < 15V$							
	variantele K și T	1.5	2.2		1.5	2.2		A
	variantele H și P	0.5	0.8		0.5	0.8		A
			3.5	5		3.5	10	mA

**Sfaturi pentru aplicații**

LM 117 produce o tensiune de referință nominală de 1.25V între ieșire și terminalul de ajustare. Această tensiune este aplicată la capetele rezistorului  $R_1$  și, astfel, un curent constant este forțat să treacă prin rezistorul reglabil  $R_2$ . În consecință, tensiunea de ieșire se obține ca

$$V_{out} = V_{REF} \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) + I_{ADJ} R_2$$

Pentru a minimiza termenul al doilea (de eroare), valoarea curentului în terminalul de ajustare este mică (100μA) și constantă; aceasta se întâmplă, însă, numai dacă valoarea curentului de sarcină nu scade sub o anumită valoare minimă. Din acest motiv, dacă valoarea curentului prin sarcină poate scădea, e bine să montați permanent un rezistor suplimentar care să consume 10 mA.

Este de preferat să montați la intrare un condensator ceramic disc de 0.1μF sau unul cu tantal de 1 μF, mai ales dacă firele între condensatorul de filtrare al redresorului și intrarea stabilizatorului sunt lungi. De asemenea, este indicată montarea unui condensator tantal de 1 μF la ieșire. El va îmbunătăți comportarea tranzitorie și va elimina posibilitatea apariția unor oscilații ale stabilizatorului (să nu uităm că el este un sistem cu reacție!).

Micșorarea ondulației de la ieșire poate fi obținută prin montarea, în paralel pe rezistorul reglabil  $R_1$ , a unui condensator. Unul de 10 μF asigură o diminuare de 10 000 a ondulației de la intrare; o valoare mai mare nu produce îmbunătățiri semnificative. Numai că, la scurtcircuitarea intrării sau ieșirii, acest condensator se descarcă prin terminalul de ajustare; cum pulsul de curent poate ajunge la 20 A, circuitul poate fi distrus. Același efect îl poate produce și condensatorul de la ieșire, dacă nu se poate descărca prin rezistența de sarcină. Pentru a elimina aceste efecte, putem proteja stabilizatorul cu diode, ca în Fig. A4.10.

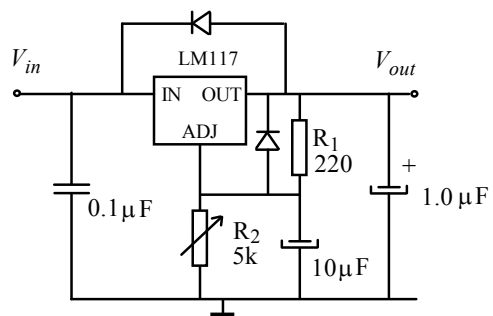


Fig. A4.10.

Stabilizatorul LM117 limitează intern curentul pe terminalul de ajustare, astfel că, **pentru tensiuni de ieşire sub 25V şi capacităţi de 10 µF, nu este necesară protecţia cu diodă**. De asemenea, stabilizatorul poate accepta pulsuri de 15 A la terminalul de ieşire, așa că **dacă nu montați la ieşire un condensator mai mare de 25 µF, nici acest terminal nu trebuie protejat cu diodă**.

În continuare, prezentăm alte câteva aplicații ale acestei familii de stabilizoare.

**Stabilizator de 5V cu blocare electronică**

Dacă terminalul ADJ este adus la potențialul masei, tensiunea de ieşire coboară la valoarea referinței interne, adică la 1.2 V. Acest lucru este utilizat în schema din Fig. A4.11 . Când pe baza tranzistorului apare starea logică HIGH (potențial de 5 V), tranzistorul intră în saturație, coboară practic la masă terminalul ADJ și tensiunea de ieşire este adusă de la valoarea de 5 V la valoarea de 1.2 V.

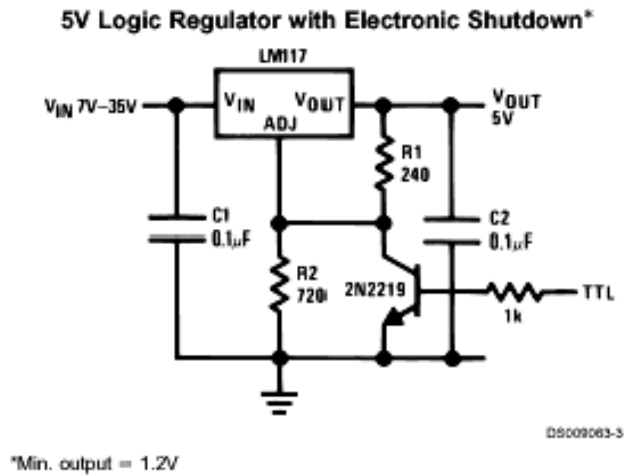


Fig. A4.11

**Stabilizator de 15 V cu pornire lentă**

La cuplarea tensiunii de alimentare la circuitul din Fig. A4.12, condensatorul  $C_1$  este inițial descărcat și în primul moment aduce la masă baza tranzistorului și, în consecință, la 0.6 V terminalul ADJ, tensiunea de ieşire fiind de numai  $1.2V + 0.6 V = 1.8V$ . Apoi condensatorul se încarcă treptat prin rezistoarele  $R_1$  și  $R_3$ , tensiunea  $V_{out}$  crescînd și ea trepat; după un anumit timp condensatorul se încarcă complet, blocînd tranzistorul și permițînd rezistoarelor  $R_1$  și  $R_2$  să programeze tensiunea de ieşire de 15 V.

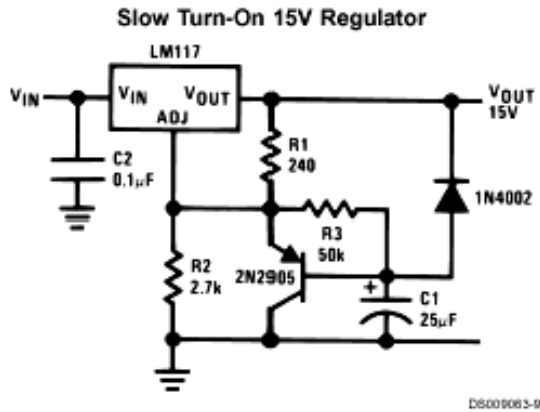


Fig. A4.12 .

### Stabilizator ajustabil de curent mare

Trucul pentru obținerea unui curent mai mare descris la stabilizatorul cu tensiune poate fi utilizat și la regulatorul cu tensiune reglabilă (Fig. A4.13.) De data aceasta urmarim obținerea unei intensități mult mai mari și calea de curent mare este constituită din tranzistoare de putere legate în paralel. Comanda lor este făcută de tensiunea pe rezistorul  $R_3$  al cărui curent este controlat de tranzistorul "driver". Pentru buna funcționare a montajului este necesară asigurarea unui curent minim de sarcină de 30 mA, în acest scop montându-se rezistorul marcat cu asterisc.

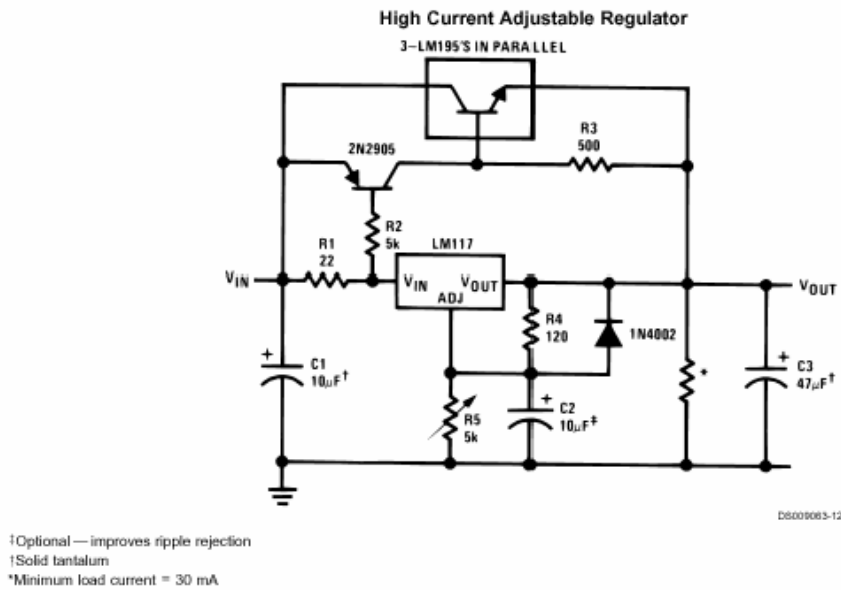


Fig. A4.13

### Stabilizator reglabil 0 - 30 V

Stabilizatoarele reglabile prezentate pînă acum nu puteau coborî tensiunea de ieșire decît pînă la 1.2 V. Există situații în laborator cînd această reglare trebuie să înceapă de la zero. În acest caz avem nevoie și de o sursă de alimentare negativă, ca în Fig. A4.14. Dioda Zener, polarizată prin rezistorul  $R_3$  menține la -1.2 V potențialul capătului inferior al rezistorului reglabil  $R_2$ . Astfel, cînd valoarea lui ajunge la  $R_2 = 0$ , potențialul terminalului ADJ ajunge la -1.2 V, ceea ce produce un potențial nul al ieșirii (ieșirea este întodeauna cu 1.2 V mai sus decît terminalul ADJ). În această situație pe stabilizator cad 30 V și protecția termică se anclanșează mult înainte de a atinge valoarea maximă a curentului (un curent de 1A ar însemna o putere disipată de 30 W !)

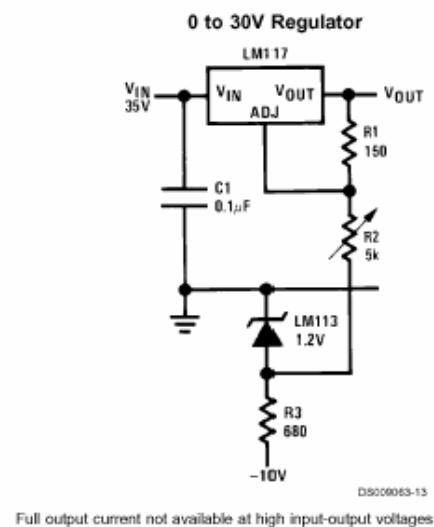


Fig. A4.14.

### Configurația terminalelor

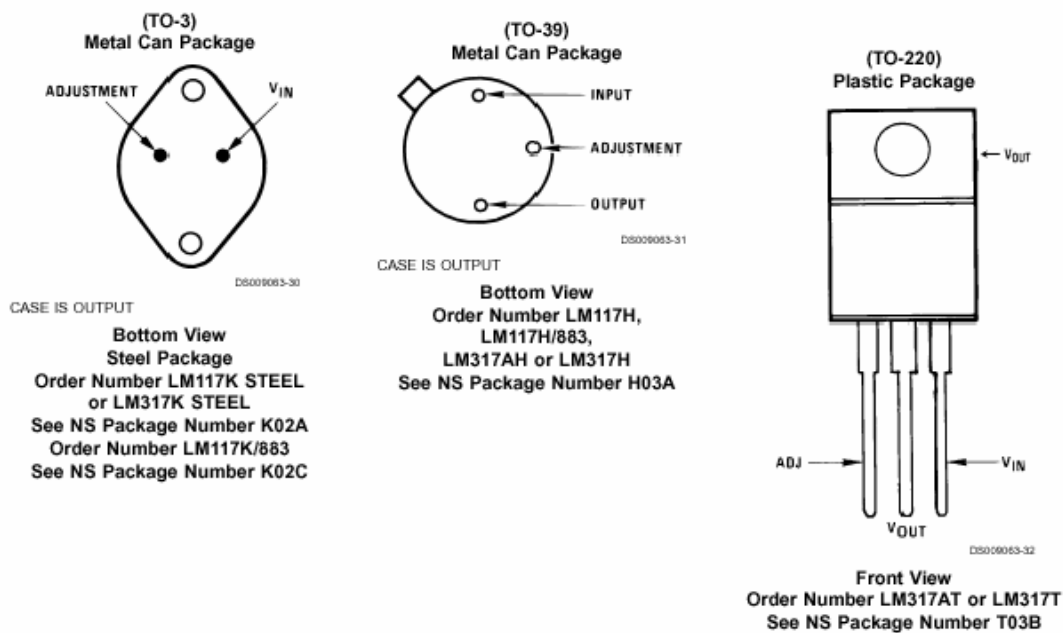
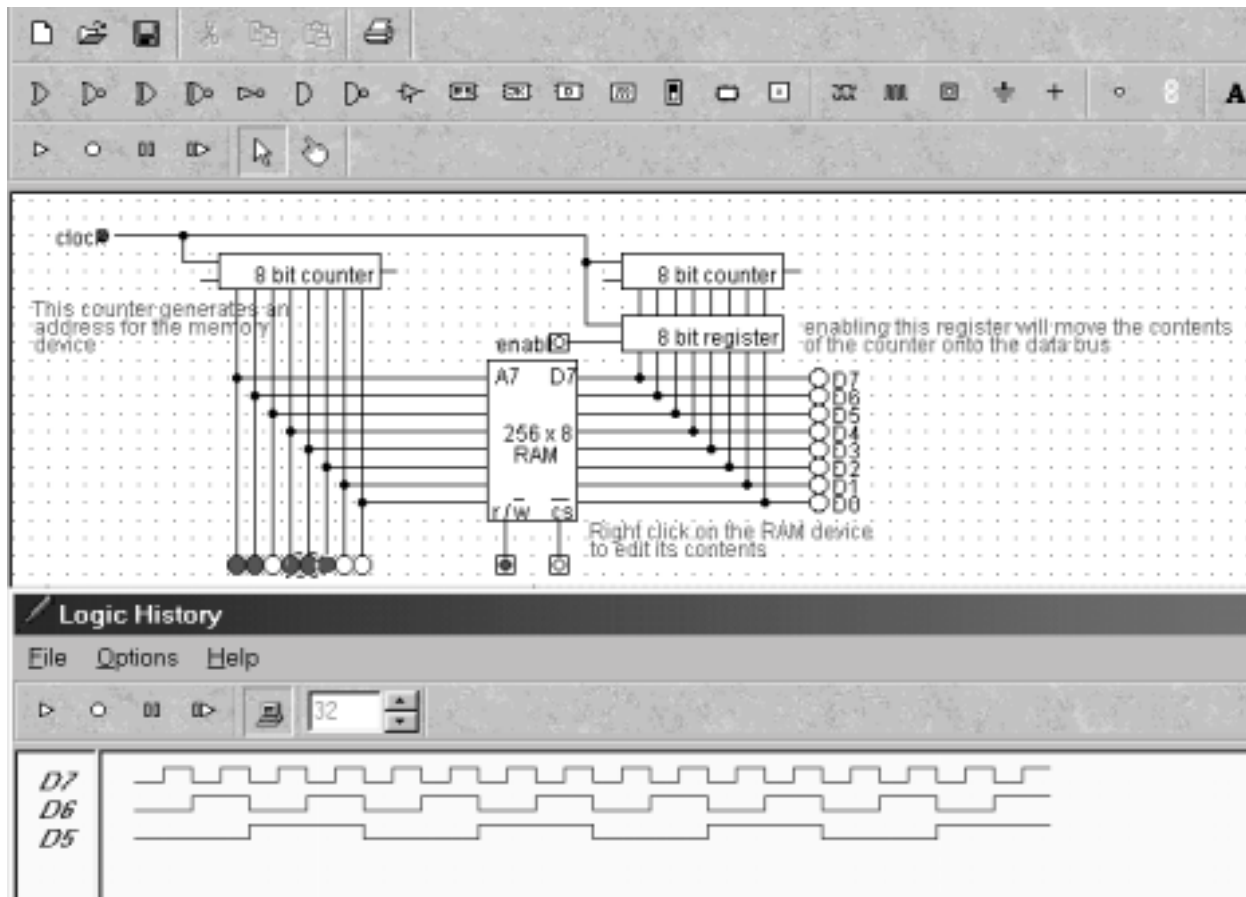


Fig. A4.15.

Pentru variantele K, H și T, prezentăm în Fig. A4.15, forma capsulelor și configurația pinilor.



# Anexe



## Anexa 1 Amplificatoare operaționale 432

- A. Amplificatoarele operaționale și traductoarele neuzuale 432
- B. Decuplarea alimentării și legarea la masă în cazul amplificatoarelor operaționale 433

## Anexa 2 Circuite digitale 433

- A. Programe de calculator pentru simularea circuitelor digitale 433
- B. Porți logice 434
- C. Circuite bistabile 434
- D. Interconectarea familiilor digitale 435
- E. Comanda circuitelor logice cu comutatoare mecanice 436
- F. Comanda circuitelor digitale cu amplificatoare operaționale și comparatoare 438
- G. Comanda sarcinilor externe cu circuite TTL și CMOS 439



## **B. Decuplarea alimentării și legarea la masă în cazul amplificatoarelor operaționale**

La prima vedere amplificatorul operațional (AO) pare un circuit cu numai trei borne de semnal (cele două intrări și ieșirea). Și totuși, curentul de ieșire ce străbate sarcina trebuie să se întoarcă undeva în interiorul AO. De cele mai multe ori se spune că acest curent curge "la masă". Dar amplificatorul operațional nu are bornă de masă ! Curentul se întoarce **prin firele de alimentare**. Acest aspect face ca problemele legate de decuplarea în alternativ a bornelor de alimentare și de legare corectă la masă, esențiale în aplicațiile de semnal foarte mic, să fie destul de dificile. O discuție detaliată a lor o puteți găsi în nota de aplicații AN-202 "An IC amplifier user's guide to decoupling, grounding and making things go right for a change" editată de Analog Devices.

## **Anexa 2**

### **Circuite digitale**

#### **A. Programe de calculator (software) pentru simularea circuitelor digitale**

##### **Digital Works Version 2.0**

Copyright by David John Barker, 1997, <http://www.sem.tees.ac.uk/users/d.j.barker/digital/digital.htm>. Programul este gratuit. Puteți construi circuite cu porți, bistabile și memorii. Starea logică poate fi urmărită cu LED-uri, afișoare alfanumerice dar nu se poate obține diagrama semnalelor.

##### **Digital Simulator 1.1**

Copyright by Ara Knaian, 1994, <http://www.web.mit.edu/ara/ds.html>. Programul este oferit shareware. Are aceleași posibilități ca și programul anterior; în plus, aveți un analizor logic cu care puteți vizualiza diagrama semnalelor selectate.













##### **EasySim Logic Simulator**

Copyright by Research Systems Pty, Ltd., 1994, versiune de test, utilizabilă legal două luni. Aveți la dispoziție porți și bistabile. Nu se poate obține diagrama semnalelor, în schimb culoarea conductoarelor se schimbă după starea logică în care sse găsesc.

##### **Circuit Maker, varianta pentru studenți**

Copyright by Microcode Engineering, [www.microcode.com](http://www.microcode.com). Oferită gratuit pentru utilizarea de către studenți. Spre deosebire de programele anterioare, acesta este unul profesional. El are o bibliotecă ce conține majoritatea circuitelor digitale integrate, TTL și CMOS, oferite astăzi de fabricanți. Există și posibilitatea unor simulări mixte, cu dispozitive analogice și dispozitive digitale.

## B. Porți logice

Funcția logică	Simbol	Reprezentarea în logică negativă	Nr. de intrări	Nr. de porți pe capsulă	74xx	CMOS seria 4000B
ȘI (AND)			2	4	7408	4081
ȘI (AND)			3	3	7411	4073
ȘI (AND)			4	2	7421	4082
ȘI NEGAT (NAND)			2	4	7400	4011
ȘI NEGAT (NAND)			3	3	7410	4023
ȘI NEGAT (NAND)			4	2	7420	4012
ȘI NEGAT (NAND)			8	1	7430	4068
SAU (OR)			2	4	7432	4071
SAU (OR)			3	3	-	4075
SAU (OR)			4	2	-	4072
SAU NEGAT (NOR)			2	4	7402	4001
SAU NEGAT (NOR)			3	3	7427	4025
SAU NEGAT (NOR)			4	2	7425	4002
INVERSOR				6	7404	4069/4049
INVERSOR				8	74240	
REPETOR (BUFFER)				6	74365	4503/4050
REPETOR (BUFFER)				8	74241/74244	

## C. Circuite bistabile (flip-flop)

### Seriile 74xx

**7473** Două bistabile JK master-slave pe capsulă, comutabile pe frontul descendent, intrare prioritară de ștergere, activă în LOW.

**7476** Două bistabile JK master-slave, comutabile pe frontul descendent, intrări prioritare de scriere și ștergere, active în LOW.

**7474** Două bistabile D **sincronizate pe frontul ascendent**, intrări prioritare de scriere și ștergere, active în LOW.

**74112** Două bistabile JK **sincronizate pe frontul descendent**, intrări prioritare de scriere și ștergere, active în LOW

**74109** Două bistabile JK **sincronizate pe frontul ascendent**, intrări prioritare de scriere și ștergere, active în LOW; atenție, **intrarea K este negată**

**Seria 4000**

**4013** Două bistabile D **sincronizate pe frontul ascendent**, intrări prioritare de scriere și ștergere, active în HIGH.

**4027** Două bistabile JK **sincronizate pe frontul ascendent**, intrări prioritare de scriere și ștergere, active în HIGH.

**D. Interconectarea familiilor digitale**

Există multe situații în care trebuie să interconectăm circuite logice din familii diferite. Trei aspecte produc dificultăți la efectuarea acestei interconectări: tensiunea de alimentare, incompatibilitatea nivelurilor logice la intrare și posibilitățile ieșirilor de a manipula curenți.

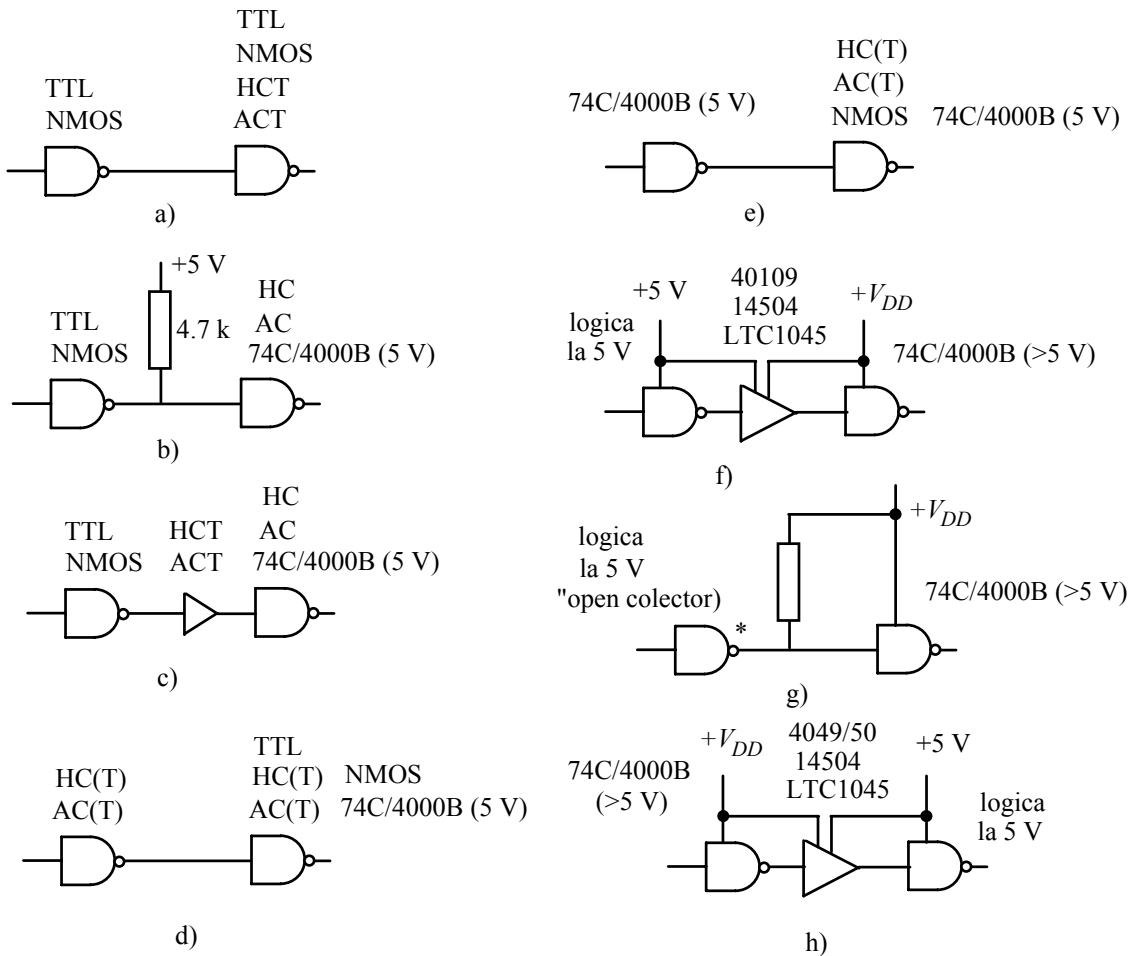


Fig. A2.1.

În Fig. A2.1, desenele a) - e) se referă la familii logice **alimentate la aceeași tensiune de +5 V**. Ieșirile TTL coboară aproape de nivelul masei în stare LOW și pot absorbi curenți importanți. Din păcate, în starea HIGH ieșirea TTL nu urcă decât pînă la aproape +3.5V. Din acest motiv, așa cum se vede în desenul a), o poartă TTL poate comanda alt circuit TTL, un circuit NMOS și circuitele CMOS din familiile HCT și ACT (ultimele două, special proiectate pentru a putea fi comandate cu porți TTL). Circuitele CMOS din seriile HC, AC, 74C și 4000B au pragul de comutare mai sus și ieșirea porții TTL trebuie ajutată cu un rezistor legat la tensiunea de alimentare, așa cum se vede în desenul b); viteza de creștere a potențialului ieșirii este însă micșorată deoarece "ridicarea" potențialului este făcută pe ultima porțiune cu un rezistor și nu cu un tranzistor. O soluție mai bună (desenul c) este intercalarea între cele două porți a unui repetor din familiile HCT sau ACT care poate fi comandat direct de poarta TTL și, fiind un circuit CMOS, comandă direct poarta CMOS.

O altă soluție, mai elegantă, pentru rezolvarea dificultății legată de nivelurile logice diferite ale familiei TTL și familiilor CMOS HC/AC este **alimentarea familiilor CMOS HC/AC la o tensiune de numai +3.3 V**. În acest fel, cele două tipuri de circuite se pot comanda unele pe altele fără probleme.

Așa cum se vede în desenul d), porțile CMOS din seriile HC, AC, precum și variantele lor HCT și ACT, (care au intrări compatibile TTL) pot comanda direct porți TTL, porți HC(T), AC(T) dar și circuite NMOS și circuite CMOS din seriile 74C și 4000B, atunci cînd acestea din urmă sunt alimentate la +5 V.

Și porțile 74C și 4000B (alimentate la 5 V) pot comanda aceleași tipuri de circuite, cu o excepție (desenul e): datorită curentului mic de ieșire (0.5 mA) ele nu pot comanda seria TTL standard iar comanda seriilor TTL moderne este nesigură.

Uneori trebuie să interconectăm circuite logice alimentate la tensiuni diferite. Cînd avem circuite CMOS din seriile 74C sau 4000B alimentate la mai mult de 5 V și ele trebuie comandate cu o logică alimentată la 5 V (desenul f), cea mai bună soluție este intercalarea unui **translator de nivel** (de exemplu 40109, 14504 sau LTC 1045). Este adevărat că aceste translatoare sunt lente dar asta nu prea contează deoarece și circuitele 74C/4000B, care sunt comandate, sunt lente. O altă soluție (desenul g) este utilizarea, pentru logica alimentată la 5 V, a unor circuite "open collector"; în acest caz, interconectarea poate fi făcută direct, fără a omite rezistorul care "trage în sus" potențialul.

Situația inversă, cînd circuite 74C/4000B alimentate la mai mult de 5 V trebuie să comande circuite logice alimentate la +5 V, se rezolvă, de asemenea, prin utilizarea unui translator de nivel, ca în desenul h).

Chiar dacă incompatibilitățile **statice** au fost rezolvate prin metodele discutate mai sus, ne putem întîlni cu **incompatibilități dinamice**. Astfel, dacă încercăm să comandăm intrări sensibile la fronturi ale familiilor HC(T) sau AC(T) (de exemplu intrările de ceas ale numărătoarelor) cu ieșirile **foarte lente** ale familiilor 74C sau 4000B, pot apărea comportări ciudate. Se produc mai multe tranziții pentru un singur front iar, în unele situații, numărătorul refuză pur și simplu să numere. Un condensator de cîteva zeci de pF rezolvă de cele mai multe ori problema; uneori chiar capacitatea, în jur de 50 pF, a sondei osciloscopului este suficientă pentru ca circuitul să înceapă să funcționeze.

### E. Comanda circuitelor digitale cu comutatoare mecanice

În cazul unei porți TTL, cea mai bună soluție este cea din Fig. A2.2 a), deoarece contactul mecanic poate absorbi fără probleme curentul (de ordinul a 1 mA) necesar menținerii intrării în stare LOW. Dacă am utiliza pentru TTL o configurație similară celei din desenul b),

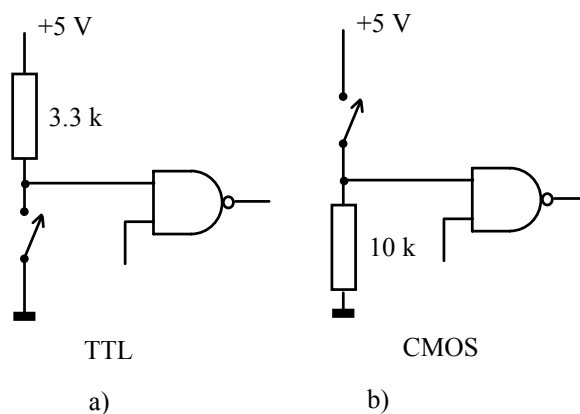


Fig. A2.2

rezistența ar trebui să fie în jur de  $220 \Omega$ , ceea ce ar necesita curenți mari prin comutatorul adus în conducție; un alt dezavantaj ar fi o imunitate la zgomot mai redusă. Pentru circuitele CMOS se pot utiliza, la fel de bine, ambele configurații, prezentate deoarece intrările nu absorb curenți iar pragul de comutare este pe la jumătatea tensiunii de alimentare; în cazul lor este suficientă o rezistență de  $10 \text{ k}\Omega$  sau chiar mai mare.

Așa cum se vede în Fig. A2.3, un comutator mecanic ezită, închizându-se și deschizându-se de multe ori într-un interval de aproximativ  $1 \text{ ms}$  ce urmează acționării lui (switch bouncing). Pentru comutatoare mari, durata acestui interval poate ajunge pînă la  $50 \text{ ms}$ ; aceste pulsuri repetate provoacă tranziții nedorite atunci cînd sunt aplicate unor circuite sensibile la fronturi. În această situație, devine necesară **eliminarea pulsurilor parazite (debouncing)**; pentru aceasta, se pot aplica mai multe metode.

a) Un bistabil RS asincron, realizat cu două porți, ca în Fig. A2.4.

b) Utilizarea unui asemenea bistabil în varianta integrată: 74279, 4043 sau 4044.

c) Folosirea unui circuit RC de integrare, urmat de o poartă cu histerezis (triger Schmitt), ca în Fig. A2.5 a). Circuitul RC netezește forma de undă, astfel încît poarta să efectueze o singură tranziție. O constantă de timp de  $10\text{-}25 \text{ ms}$  este suficientă pentru majoritatea cazurilor. Metoda este incomodă pentru circuite TTL datorită impedanței mici pe care trebuie să o aibă circuitul de comandă, ceea ce conduce, pentru circuitul RC, la rezistențe mici și capacități mari.

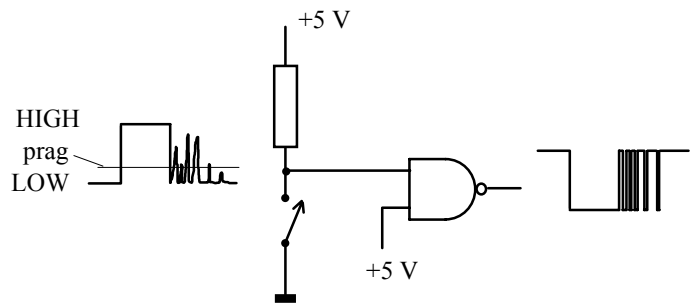


Fig. A2.3

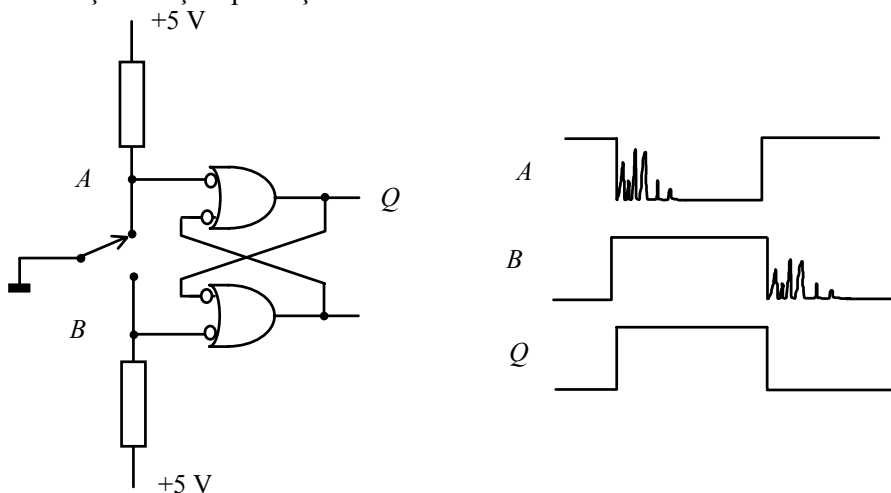


Fig. A2.4.

d) Utilizarea unui circuit specializat pentru această funcție (4490 cu șase dispozitive pe capsulă) care efectuează o filtrare trece-jos digitală, ajustabilă de către utilizator.

e) Folosirea unei porți neinversoare cu reacție ieșire-intrare, ca în Fig. A2.5 b). În general, ieșirea unei porți poate fi forțată, fără pericol, la masă sau la tensiunea de alimentare, numai pentru un interval de timp scurt. În circuitul anterior, aceasta se întîmplă numai pe o durată determinată de **timpul de propagare**,

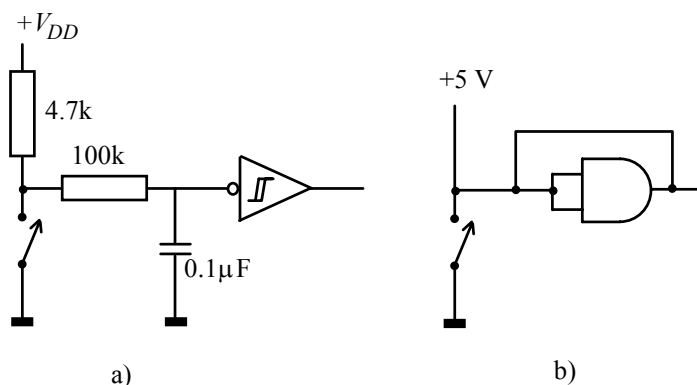


Fig. A2.5.

întrucât și intrarea este forțată simultan în aceeași stare, ceea ce determină comutarea porții.

## F. Comanda circuitelor digitale cu amplificatoare operaționale și comparatoare

Amplificatoarele operaționale, comparatoarele de tensiune și convertoarele analog-digitale sunt dispozitivele prin care **semnalele analogice** pot comanda **circuitele digitale**. În Fig. A2.6 a) un comparator comandă direct o poartă TTL; cele mai multe comparatoare au un tranzistor de ieșire *npn* în configurație "open collector" și emitorul legat la masă; astfel, este suficientă montarea unui rezistor care să ridice potențialul în starea HIGH. Această metodă poate fi aplicată și pentru comanda circuitelor digitale CMOS. Această metodă de comandă poate fi aplicată și atunci când comparatorul este alimentat **de la o singură sursă de alimentare**, pozitivă față de masă (nu diferențial); multe comparatoare (311, 339, 393 sau 372/4) pot fi utilizate chiar la tensiunea de + 5 V.

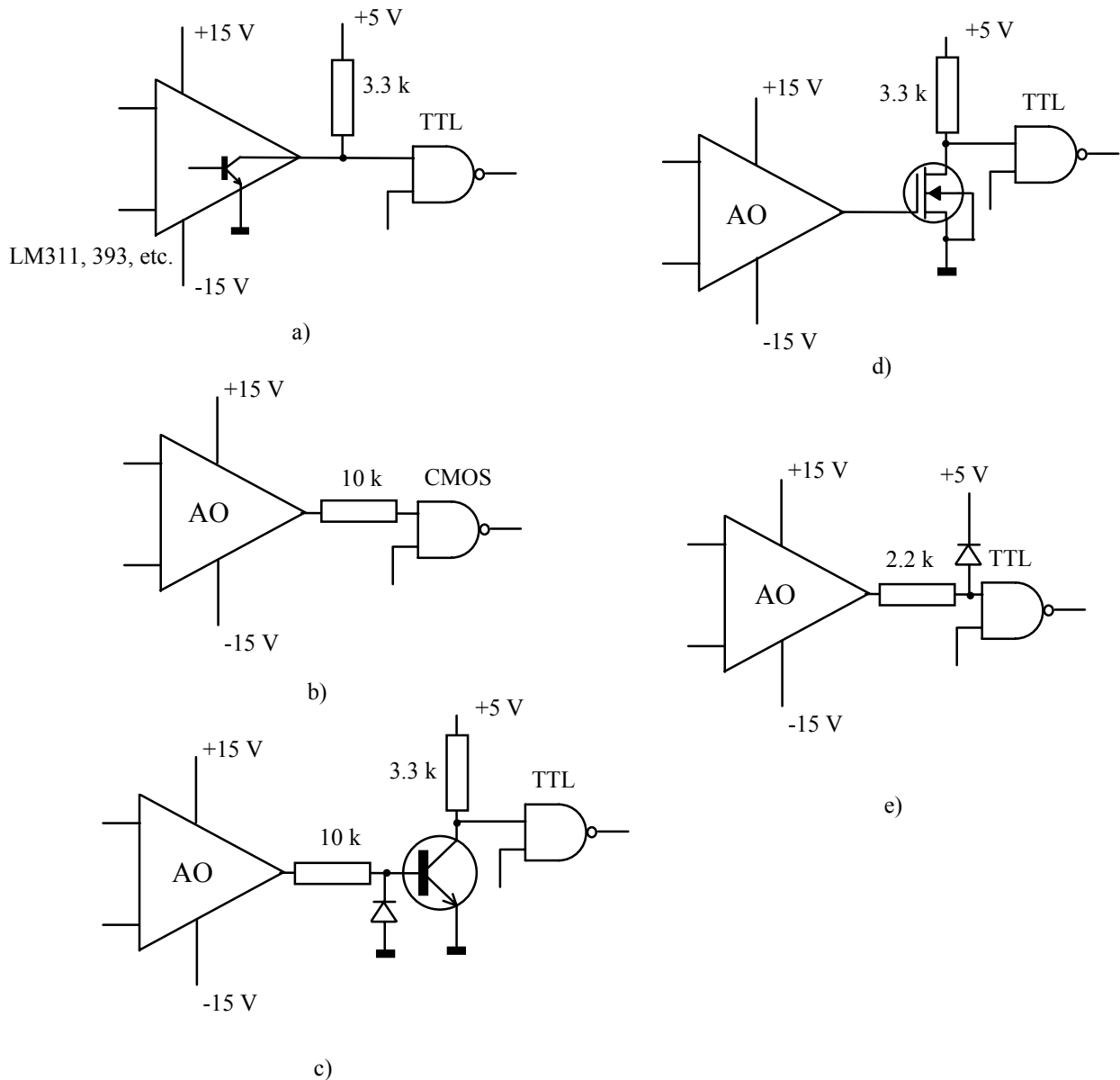


Fig. A2.6.



În circuitul din desenul b) un amplificator operațional, **alimentat diferențial**, comandă intrarea unei porți CMOS. Excursia potențialului intrării este limitată de **diodele de protecție** ale circuitului CMOS în intervalul  $0\text{ V} \div V_{DD}$  iar rezistorul are rolul de limitare al curentului sub valoarea periculoasă de 10 mA. Această metodă nu poate fi aplicată pentru o poartă TTL; în acest caz trebuie să utilizăm un tranzistor, ca în desenul c). Dioda are rolul de a nu permite bazei tranzistorului să coboare sub  $-0.6\text{ V}$ , deoarece pe la  $-6\text{ V}$  joncțiunea bază-emitor s-ar străpunge invers. Putem face economie de componente dacă înlocuim tranzistorul bipolar cu unul NMOS avînd canal indus (desenul d). Ultimul dintre circuite (desenul e) nu este extraordinar ca performanțe dar funcționează: dioda împiedică intrarea porții să urce mai sus de  $+5.6\text{ V}$  în starea HIGH iar rezistența trebuie să asigure, cînd ieșirea amplificatorului operațional este la cîțiva volți sub nivelul masei, absorbția dinspre intrarea porții a unui curent suficient de mare (în jur de 1 mA).

Nu încercați să utilizați circuitele de interfață discutate pentru intrările de ceas: durata tranziției este prea mare și puteți avea surprize neplăcute. Dacă trebuie, totuși, să excitați astfel de intrări, intercalați o poartă (sau alt circuit logic) cu intrare cu trigger Schmitt.

## G. Comanda sarcinilor externe cu circuite TTL și CMOS

Adesea trebuie să comandăm digital (aprins/stins) dispozitive externe ca becuri cu incandescență, diode luminescente (LED-uri), relee electromagnetice sau afișoare (display-uri). În Fig. A2.7 sunt reprezentate cîteva metode. În desenul a) găsiți metoda standard pentru comanda LED-urilor de la logica de 5 V. Pentru TTL, LED-ul trebuie aprins pe starea LOW a ieșirii, prin conectarea la  $+5\text{ V}$  a rezistenței de limitare a curentului.

Spre deosebire de circuitele TTL, circuitele CMOS pot aprinde LED-ul și pe starea HIGH, dacă rezistorul de limitare este legat la masă. Fac excepție familiile 74C și 4000B, al căror curent de ieșire este, uzual, insuficient pentru acest scop. În acest caz, trebuie utilizate repetoare de putere, cum este 4050 (șase repetoare pe capsulă), care absoarbe 5 mA la tensiunea de alimentare de  $+5\text{ V}$  și 50 mA la tensiunea de alimentare de  $+10\text{ V}$ . Alte repetoare, ca 40107, au posibilitatea să absoarbă curenți și mai mari.

În desenul b) o poartă logică comandă înfășurarea unui releu de tensiune mică, ce poate funcționa la numai 5 V. Prezența diodei este indispensabilă pentru "retezarea" vîrfurilor de tensiune apărute prin autoinducție la întreruperea curentului prin bobină. Atunci cînd tensiunea de alimentare a releului este mai mare, puteți utiliza o poartă "open collector", ca în desenul c). Trebuie notat că, în ambele situații, releul este anclanșat în starea LOW.

Atunci cînd aveți nevoie de tensiuni și curenți mai mari, puteți utiliza porți open collector speciale (desenul d), cum este 75451 (dual peripheral driver), care funcționează pînă la 300 mA și 30 V. Dacă nici aceste performanțe nu sunt suficiente, atunci apelați la un tranzistor NMOS de putere și tensiune mare, ca în desenul e). Cînd poarta de comandă este una TTL, nu uitați să montați un rezistor pentru ridicarea potențialului în starea HIGH (pull-up).

În desenul f) o poartă comandă un tranzistor *npn*; dacă este nevoie de un curent mai mare prin sarcină, se pot utiliza două tranzistoare, ca în desenul g). Desenele h) și i) rezolvă aceleași situații, cînd sarcina trebuie legată cu un capăt la alimentarea negativă.

Cînd sarcina comandată trebuie separată galvanic de circuitul de comandă, soluția este utilizarea unui **optocuplor**, ca în desenul j). Curentul produs în fototranzistor este practic egal cu cel care este trimis prin dioda luminescentă. De multe ori, semnalul logic trebuie să comande alimentarea unei sarcini cu tensiunea alternativă a rețelei de distribuție ( $220\text{V}_{ef}$ , 50 Hz, în Europa). Cea mai elegantă soluție (desenul k) este utilizarea unui dispozitiv numit "solid state-relay", oferit de producătorii de dispozitive semiconductoare. El constă dintr-un triac comandat printr-un optocuplor. Atunci cînd dioda luminescentă este aprinsă, circuitul de comandă amorsează triacul pe fiecare semialternanță, astfel încît el este echivalent practic cu un scurtcircuit. Aceste relee sunt disponibile pentru sarcini care utilizează curenți pînă la 40 A.

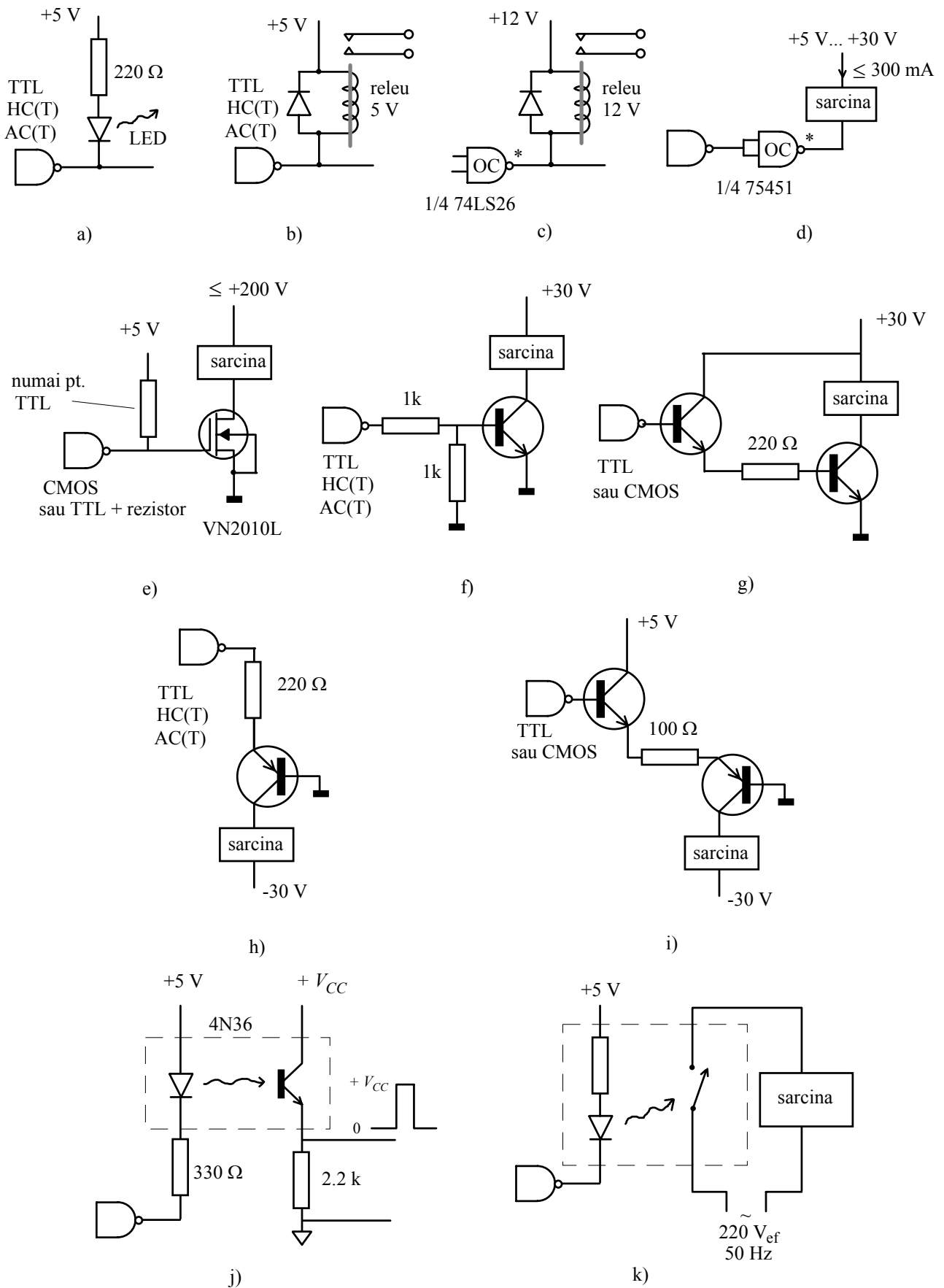


Fig. A2.7.

## Bibliografie

1. Paul Horowitz și Winfield Hill, "The Art of Electronics" , ediția a II-a, Cambridge University Press, 1989.
2. Thomas Hayes și Paul Horowitz "Student Manual for The Art of Electronics" , Cambridge University Press, 1989.
3. Paul Gray și Campbell Searle, "Bazele electronicii moderne", vol. I și II, Editura Tehnică, București, 1973, după ediția originală John Wiley & Sons, 1969.
4. Paul Gray și Robert Meyer, "Circuite integrate analogice - Analiză și proiectare", Editura Tehnică, București, 1983, după ediția originală John Wiley & Sons, 1977.
5. B. Bărbat, Ion Presură și Tudor Tănăsescu, "Amplificatoare de audiofrecvență", Ed. Tehnică, București, 1972.
6. G. Băjeu și Gh. Stancu, "Generatoare de audiufrecvență", Ed. Tehnică, București.
7. M. Bodea și A. Vătășescu (coordonatori), "Circuite integrate liniare - Manual de utilizare, vol. I-IV", Ed. Tehnică, București, 1974.
8. Gh. Mitrofan, "Generatoare de impulsuri și de tensiune liniar variabilă", Ed. Tehnică, București, 1980.
9. J.G. Graeme and G. Tobey, "Operatioal amplifiers, Design and applications", McGraw Hill, 1971.
10. I. Aurelian, H. Giuroiu și L. L. Petrescu, "Circuite integrate CMOS - Manual de utilizare", Ed. Tehnică, București, 1986.
11. Mihai P. Dincă, "Introducere în Electronică", Universitatea din București, Departamentul CREDIS, București, 2001.
12. Bob Zulinski, Michigan Technological University, "Introduction to Electronics" și "Electronic Applications", gratuit de la <http://www.ee.mtu.edu/faculty/rzulinsk/onlinetext/>.  
Tot de pe Internet puteți aduce gratuit seria de manuale "Lesson in Electric Circuits" de la <http://www.ibiblio.org/obp/electricCircuits/index.htm>.

Multe legături la foi de catalog găsiți la <http://www.crhc.uiuc.edu/~dburke/databookshelf.html> iar la <http://www.questlink.com/> aveți o colecție de foi de catalog și note de aplicații, cu motor de căutare. O listă impresionantă de adrese precum și alte lucruri utile vă stau la dispoziție la <http://www.epanorama.net/>. Dacă nici acolo nu găsiți ceea ce căutați, încercați motorul de căutare <http://www.google.com>.

Mai multe lucruri despre cum să folosiți programul Circuit Maker puteți afla din Manualul de utilizare pentru versiunea 2000, disponibil la [http://www.microcode.com/pdfs/cm\\_usermanual.pdf](http://www.microcode.com/pdfs/cm_usermanual.pdf).

## Bibliografie

Prima carte în care vă sfătuim să căutați informațiile suplimentare de care veți avea nevoie în realizarea oricărui proiect de electronică este

**1. Paul Horowitz și Winfield Hill, "The Art of Electronics" , ediția a II-a, Cambridge University Press, 1989.**

Pentru o prezentare mai detaliată, însoțită de exemple de calcul și descrieri de experimente, puteți consulta Manualul Studentului care o însoțește:

**2. Thomas Hayes și Paul Horowitz "Student Manual for The Art of Electronics" , Cambridge University Press, 1989.**

Deși nu există încă versiuni în limba română, credem că efortul de a vă procura aceste manuale va fi răsplătit pe deplin.

O descriere accesibilă a fizicii dispozitivelor semiconductoare, alături de prezentarea detaliată a multor circuite electronice, puteți găsi în excelențele (dar puțin demodatele) lucrări, traduse în limba română

**3. Paul Gray și Campbell Searle, "Bazele electronicii moderne", vol. I și II, Editura Tehnică, București, 1973, după ediția originală John Wiley & Sons, 1969.**

**4. Paul Gray și Robert Meyer, "Circuite integrate analogice - Analiză și proiectare", Editura Tehnică, București, 1983, după ediția originală John Wiley & Sons, 1977.**

Pentru un curs introductiv simplu, destinat învățămîntului la distanță, puteți apela la lucrarea noastră

**5. Mihai P. Dincă, "Introducere în Electronică", Universitatea din București, Departamentul CREDIS, București, 2001.**

Un curs bun de electronică,

**6. Bob Zulinski, Michigan Technological University, "Introduction to Electronics"**

puteți obține gratuit de la <http://www.ee.mtu.edu/faculty/rzulinsk/onlinetext/>.

Informații despre modul de funcționare al multor dispozitive și instrumente moderne puteți găsi la <http://www.howstuffworks.com/>.

În privința chestiunilor generale prezentate în primele două capitole, "Noțiuni introductive" și "Surse de tensiune și surse de curent", vă sfătuim să citiți secțiunile de Electrocinetică din excelențele manuale

**7. Francis Sears, Mark Zemansky și Hugh Young, "Fizică", Editura Didactică și Pedagogică, București, 1983, după ediția Addison-Wesley Publishing Company, Inc., 1976.**

**8. Eduard Purcell, "Cursul de Fizică Berkeley, vol. II, Electricitate și Magnetism", Editura Didactică și Pedagogică, București, 1982, după ediția Educational Development Center, 1965.**

**9. David Halliday și Robert Resnick, "Fizica", Editura Didactică și Pedagogică, București, 1975.**

și o carte de referință de teoria circuitelor

**10. N. Balabanian, Th. Bickart, "Teoria modernă a circuitelor", Ed. Tehnică, București, 1974.**

De pe Internet puteți aduce gratuit seria de manuale "Lessons in Electric Circuits" de la <http://www.ibiblio.org/obp/electricCircuits/index.htm>.

Pentru chestiunile generale, e bine să citiți primele două volume "DC" și "AC". Tot pentru primele două capitole introductive, vă recomandăm să faceți o vizită la:

<http://www.electronicstheory.com/>

<http://hyperphysics.phy-astr.gsu.edu/hbase/electronic/etroncon.html>

<http://www.clarkson.edu/~svoboda/eta/DCTutor/DCTutor.html>

<http://www.physics.uoguelph.ca/tutorials/ohm/index.html>

<http://home.planet.nl/~heuvelvdg/electronics/main.html> (atenție, folosește simbolurile DIN pentru sursele de tensiune și de curent)

Veți găsi acolo explicații foarte clare, cursuri on-line, precum și programe interactive de tip applet.

În legătură cu tranzistoarele unijonțiune, prezentate în Capitolul 6, puteți citi

**11. Pantelimon Constantin și Ovidiu Radu, "Tranzistoare unijonțiune - Aplicații", Editura Tehnică, București, 1976.**

International Rectifier oferă note de aplicații și informații despre componentele de putere, în special tranzistoare MOS, la <http://www.irf.com/technical-info/appnotes.htm>. Multe legături la foi de catalog găsiți la <http://www.crhc.uiuc.edu/~dburke/databookshelf.html> iar la <http://www.questlink.com/> aveți o colecție de foi de catalog și note de aplicații, cu motor de căutare. O listă impresionantă de adrese precum și alte lucruri utile vă stau la dispoziție la <http://www.epanorama.net/>. Dacă nici acolo nu găsiți ceea ce căutați, încercați motorul de căutare <http://www.google.com>.

Mai multe lucruri despre cum să folosiți programul Circuit Maker puteți afla din Manualul de utilizare pentru versiunea 2000, disponibil la [http://www.microcode.com/pdfs/cm\\_usermanual.pdf](http://www.microcode.com/pdfs/cm_usermanual.pdf).