

CUPRINS

	PREFAȚĂ	9
1	CIRCUITUL ELECTRONIC	11
	1.1 Elemente de circuit. Rețea electrică	11
	1.2 Teoremele rețelelor electrice	14
	1.2.2 Teorema lui Millman	14
	1.2.2 Teorema superpoziției	15
	1.2.3 Teorema substituției	16
	1.2.4 Teorema lui Thévenin	18
	1.2.5 Teorema lui Norton	19
	1.2.6 Transfigurarea dipolului	20
	1.2.7 Transferul maxim de putere	22
	1.3 Cuadrupoli liniari	24
	1.3.1 Regimuri de funcționare și parametri	24
	1.3.2 Parametrii hibridi	26
2	DIODA SEMICONDUCTOARE	29
	2.1 Joncțiunea semiconductoare. Dioda	30
	2.2 Modelul de semnal mic	35
	2.3 Redresarea curentului alternativ	36
	2.4 Alte tipuri de diode	39
	2.4.1 Dioda stabilizatoare	39
	2.4.2 Dioda varicap	41
	2.4.3 Dioda tunel	42
	2.4.4 Dioda Schottky	43
	2.4.5 Dioda electroluminiscentă	44
3	TRANZISTORUL BIPOLAR	45
	3.1 Structura și caracteristicile statice	45
	3.2 Polarizarea tranzistorului bipolar	51
	3.2.1 Polarizarea cu divizor de tensiune în bază	51
	3.2.2 Stabilizarea termică a punctului static de funcționare	55
	3.2.3 Polarizarea prin curentul de bază	56
	3.2.4 Importanța curentului de bază	57
	3.3 Regimul dinamic al tranzistorului bipolar	58
	3.4 Alte tipuri de tranzistori bipolari	60
	3.4.1 Tiristorul	60

	3.4.2 Triacul	63
	3.4.3 Tranzistorul Schottky	64
	3.4.4 Fototranzistorul	65
4	AMPLIFICAREA	67
	4.1 Amplificarea curentului continuu	67
	4.2 Amplificarea semnalelor variabile	69
	4.2.1 Clasa de funcționare	69
	4.2.2 Parametrii amplificatoarelor	72
	4.2.3 Amplificatorul conexiune emitor comun	74
	4.2.4 Amplificatorul repetor pe emitor	82
	4.2.5 Amplificatoare de putere	84
5	TRANZISTORUL CU EFECT DE CÂMP	87
	5.1 Clasificare	87
	5.2 Tranzistorul cu efect de câmp cu joncțiune	87
	5.2.1 Structură, funcționare, caracteristici statice	87
	5.2.2 Polarizarea în curent continuu	92
	5.3 TECMOS cu canal inițial	94
	5.4 TECMOS cu canal indus	95
	5.5 Regimul dinamic al tranzistorului cu efect de câmp	97
6	AMPLIFICAREA ȘI FRECVENȚA	100
	6.1 Comportarea unui amplificator la mijlocul benzii de frecvențe	100
	6.2 Comportarea la frecvențe joase	103
	6.3 Comportarea la frecvențe înalte	105
	6.4 Diagrame Bode	106
7	AMPLIFICATORUL OPERAȚIONAL	108
	7.1 Electronica amplificatorului operațional	108
	7.1.1 Amplificatorul diferențial	108
	7.1.2 Sursa de curent constant	112
	7.2 Amplificatorul operațional	114
	7.2.1 Caracteristici generale	114
	7.2.2 Circuite de bază cu amplificatoare operaționale	119
	7.2.3 Alte conexiuni ale amplificatorului operațional	126
8	AMPLIFICAREA ȘI REACȚIA	129
	8.1 Reacția la amplificatoare	129
	8.2 Influența reacției negative asupra parametrilor amplificatorului	131
	8.2.1 Influența asupra mărimii factorului de amplificare	131
	8.2.2 Influența asupra stabilității factorului de amplificare	131
	8.2.3 Influența asupra benzii de frecvențe	131

	8.2.4 Influența reacție negative de tensiune asupra impedanțelor de intrare și ieșire	133
	8.2.5 Influența reacție negative de curent asupra impedanțelor de intrare și ieșire	135
9	AMPLIFICAREA, REACȚIA ȘI GENERAREA SEMNALELOR ARMONICE	137
	9.1 Condiția de autooscilație	137
	9.2 Rețele de reacție	139
	9.2.1 Rețeaua RC	139
	9.2.2 Rețeaua Wien	141
	9.2.3 Rețeaua dubluT	143
	9.2.4 Circuitul rezonant	144
	9.3 Oscilator RC cu tranzistor bipolar	145
	9.4 Oscilator Wien cu amplificator operațional	146
	9.5 Oscilator de radiofrecvență cu tranzistor bipolar	147
	9.6 Oscilator de radiofrecvență cu cristal de cuarț	152
10	REPREZENTAREA DIGITALĂ	155
	10.1 Niveluri logice	155
	10.2 Ce este un semnal digital ?	156
	10.3 Sisteme de numerație	158
	10.3.1 Sistemul binar	158
	10.3.2 Sistemul octal	161
	10.3.3 Sistemul hexazecimal	163
11	PORȚI LOGICE	166
	11.1 Operații și porți logice	166
	11.1.1 Operația SAU	166
	11.1.2 Operația ȘI	168
	11.1.3 Operația NU	170
	11.1.4 Porțile SAU-NU și ȘI-NU	171
	11.2 Electronica porților logice	172
	11.2.1 Tranzistorul MOS ca element al porților logice	172
	11.2.2 Inversorul CMOS	173
	11.2.3 Poarta CMOS SAU-NU	174
	11.2.4 Poarta CMOS ȘI-NU	176
12	PORȚILE LOGICE ȘI ALGEBRA BOOLEANĂ	177
	12.1 Variabilele Booleene și tabelul de adevăr	177
	12.2 Descrierea algebrică a circuitelor logice	178
	12.2.1 Analiza unui circuit logic	178
	12.2.2 Sinteza unui circuit pe baza expresiei Booleene	179
	12.3 Teoremele algebrei Booleene	180
	12.3.1 Teoreme pentru porțile cu o variabilă de intrare	180

12.3.2	Teoreme pentru porțile cu mai multe variabile de intrare	181
12.3.3	Teoremele lui DeMorgan	182
12.3.4	Implicații ale teoremelor lui DeMorgan	182
12.4	Universalitatea porților ȘI-NU și SAU-NU	183
12.5	Reprezentări alternative ale porților logice	186
13	CIRCUITE LOGICE COMBINAȚIONALE	190
13.1	Minimizarea funcțiilor logice	190
13.1.1	Minimizarea algebrică	190
13.1.2	Minimizarea cu diagrame Karnaugh	193
13.2	Porțile SAU EXCLUSIV și SAU-EXCLUSIV-NU	197
13.3	Circuite pentru prelucrarea informațiilor digitale	199
13.3.1	Circuite de codare a informației	199
13.3.2	Circuite de decodare a informației	201
13.3.3	Multiplexoare	202
13.3.4	Demultiplexoare	204
14	CIRCUITE LOGICE SECVENȚIALE	206
14.1	Circuite basculante bistabile	206
14.1.1	Ce sunt stările stabile?	206
14.1.2	Circuit basculant bistabil SR de bază	207
14.1.3	Circuit basculant bistabil SR sincronizat	209
14.1.4	Circuitul basculant bistabil JK sincronizat	211
14.1.5	Circuitul basculant bistabil D	213
14.1.6	CBB "trigger"	214
14.1.7	Intrări asincrone	215
14.2	Registrul de deplasare	215
14.3	Numărătoare	217
14.3.1	Numărătorul asincron	217
14.3.2	Numărătorul sincron	219
	BIBLIOGRAFIE	220

PREFAȚĂ

Analogic sau digital

În știință, tehnologie, afaceri și, prin extensie, în foarte multe alte domenii de activitate, ne ocupăm în permanență de **cantități**. Ele sunt măsurate, monitorizate, înregistrate sau manipulate aritmetic, iar în multe cazuri sunt utilizate în sistemele fizice. Este important ca aceste cantități să fie reprezentate cât mai fidel cu putință. Există două moduri de reprezentare numerică a valorilor cantitative: analogică și digitală.

- în **reprezentarea analogică** o cantitate este reprezentată prin intermediul altei cantități care este direct proporțională cu prima. De exemplu, în cazul *vitezometrului* unui automobil unghiul de deviație a acului indicator este direct proporțional cu viteza automobilului. Un alt exemplu este *microfonul audio*. Tensiunea de la ieșirea lui este proporțională cu amplitudinea undelor sonore care stimulează microfonul. Reprezentarea analogică a cantităților are o caracteristică importantă: valorile de reprezentare pot varia în mod **continuu** în interiorul unui anumit domeniu.
- în **reprezentarea digitală** cantitățile nu sunt reprezentate prin alte cantități proporționale cu ele, ci prin intermediul unor simboluri numite **digiti**. Un exemplu foarte comun este ceasul digital care indică timpul sub forma unor digiti zecimali. Dacă avem de exemplu un ceas digital care indică ora și minutul, deși timpul se scurge continuu, indicația sa se schimbă cel mai des odată pe minut (de regulă după trecerea sa). Astfel, la ora 13h:21':58'', ceasul ne va arăta doar ora 13h:21'. Altfel spus, în reprezentarea digitală ora locală ne este indicată cu **pași discreți**. În cazul unui ceas mecanic, cele două indicatoare se rotesc în mod continuu și reprezentarea este una analogică. Este de prevăzut că la acest raționament puteți obiecta spunând că putem să ne luăm un ceas digital care indică și secunde. De acord, însă în acest caz raționamentul se poate extinde asupra zecimilor de secundă, sutimilor etc. Reprezentarea rămâne tot digitală, se îmbunătățește doar precizia de citire a timpului (ea depinde de rezoluția aparatului indicator).

Diferența majoră dintre cele două reprezentări ale cantităților poate fi sintetizată în următoarele asocieri de noțiuni:

analogic \equiv **continuu**

digital \equiv **discret**

De multe ori, cantitățile de care pomeneam anterior ne dau informații despre mărimi asociate unor fenomene fizice. Forma sub care o

astfel de informație ajunge la receptor (aparat sau om) este **semnalul** (mecanic, optic, electric, etc.). Deoarece una dintre cele mai sigure și precise metode de măsurare a semnalelor este de natură electrică, semnalele neelectrice sunt convertite în semnale electrice de către niște dispozitive numite traductori.

Una dintre cele mai uzuale forme de reprezentare grafică a semnalelor este dependența lor de timp, $f(t)$. **În reprezentarea analogică funcția $f(t)$ este continuă iar în reprezentarea digitală ea este discretă.**

Pasiv sau activ

Circuitul (electric sau electronic) este un ansamblu de elemente (componente), conectate ohmic între ele, prin care are loc „curgerea” sarcinilor electrice.

Un element de circuit este numit **activ** dacă are capacitatea de a controla electric “curgerea” prin el a purtătorilor de sarcină (*electricitatea controlează electricitatea*). Aceste elemente de circuit au un terminal de control. Potențialul său, sau intensitatea curentului injectat în el, controlează intensitatea curentului care intră sau iese prin celelalte terminale.

Precizare: pentru simplitatea exprimării, în multe lucrări în loc de *intensitatea curentului* se folosește simplu noțiunea de *curent*. Această simplificare o vom folosi și în lucrarea de față.

Elementele de circuit incapabile să controleze „curgerea” purtătorilor de sarcină prin intermediul unui semnal electric se numesc **pasive** (rezistența, bobina, condensatorul – mulți autori consideră că și dioda este un element pasiv de circuit).

Electric sau electronic

Circuitul electric este alcătuit numai din elemente de circuit pasive. Într-un circuit electric “curgerea” purtătorilor de sarcină poate fi controlată prin intermediul unui reostat sau potențiometru și poate fi întreruptă cu un întrerupător. Comanda acestor dispozitive de reglaj este mecanică.

Circuitul electronic reprezintă o nouă dimensiune a circuitului electric, dimensiune care implică controlul asupra curgerii purtătorilor de sarcină prin intermediul unui semnal electric, fie o tensiune, fie un curent. În circuitele electronice, un flux de purtători de sarcină poate fi controlat cu ajutorul unui alt flux de purtători de sarcină. Circuitul electronic implică existența **cel puțin a unui element activ** de circuit.

Din punct de vedere istoric, era electronicii a apărut odată cu construirea primului tub electronic cu vid. Anul 1948 a constituit însă începutul revoluției decisivă electronicii: a fost inventat tranzistorul și odată cu el a început dezvoltarea tehnologiei dispozitivelor semiconductoare.

1 CIRCUITUL ELECTRONIC

1.1 Elemente de circuit. Rețea electrică

Un **circuit electronic** este un ansamblu de componente electronice conectate între ele pentru generarea unor semnale electrice (constante sau variabile în timp), precum și pentru prelucrarea semnalelor cu scopul obținerii unor informații. O **componentă electronică** are cel puțin două terminale prin intermediul cărora se conectează în circuit. Spre exemplificare amintim:

- rezistorul, condensatorul, bobina, dioda – 2 terminale
- tranzistorul – 3 terminale
- circuitele integrate analogice sau digitale – mai multe terminale, în funcție de complexitatea lor

Vom denumi **elemente de circuit** acele componente care au cel mult patru terminale de conexiune. Circuitele integrate conțin foarte multe elemente de circuit realizate pe o singură pastilă de material semiconductor.

Deoarece elementele de circuit cu trei terminale pot fi considerate ca având patru terminale, dintre care două îndeplinesc aceeași funcție (având același potențial electric), vom vorbi în continuare despre:

- **dipoli** – elemente de circuit cu două terminale de conexiune, și
- **cuadrupoli** – elemente de circuit cu patru terminale de conexiune.

În funcție de forma caracteristicii volt-amperice elementele de circuit pot fi:

- **liniare** (fig.1.1a), sau
- **neliniare** (fig.1.1b).

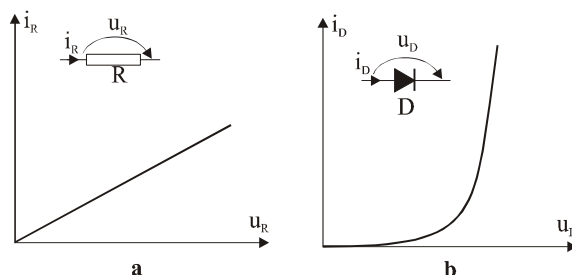


Fig.1.1

O **rețea** electrică (electronică) este alcătuită din mai multe elemente de circuit conectate ohmic între ele. În funcție influența pe care o au asupra semnalelor electrice, rețelele pot fi:

- **pasive** – cele care nu generează energie electrică sau nu modifică aspectul temporal al semnalului (curent sau tensiune), de exemplu cele alcătuite numai din rezistori, condensatori și bobine, și
- **active** – cele care pot genera energie electrică sau care pot modifica aspectul temporal al semnalului electric, de exemplu sursa de tensiune, sursa de curent, rețele care conțin cel puțin un tranzistor (tranzistorul la rândul său poate fi considerat un element activ de circuit).

Pentru a avea un semnal electric, în orice circuit trebuie să existe cel puțin o sursă de energie. În funcție de comportamentul ei față de circuitul exterior, sursa de energie poate fi tratată și reprezentată în schema electrică echivalentă ca o sursă de tensiune sau ca o sursă de curent. O **sursă de tensiune** este o rețea activă sau un circuit electronic activ care generează la bornele de ieșire un semnal electric sub forma unei tensiuni controlabile. Dacă mărimea tensiunii la bornele de ieșire ale sursei nu depinde de impedanța sarcinii pe care debitează energie electrică, se spune despre ea că este o sursă **ideală** de tensiune. Simbolul ei este prezentat în fig.1.2a. Dacă tensiunea la bornele de ieșire ale sursei scade odată cu micșorarea impedanței sarcinii, se spune despre ea că este o sursă **reală** de tensiune. Simbolic (fig.1.2.b), ea este reprezentată ca o sursă ideală de tensiune conectată în serie cu o impedanță echivalentă, care este denumită **impedanța de ieșire** a sursei.

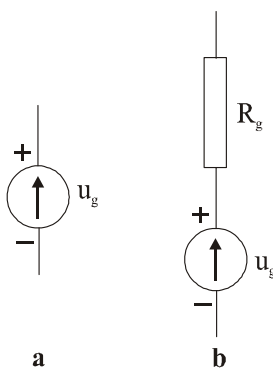


Fig.1.2

O **sursă de curent** este o rețea activă sau un circuit electronic activ care generează la bornele de ieșire un semnal electric sub forma unui curent

controlabil. Dacă intensitatea curentului debitat în circuitul conectat la ieșirea sursei nu depinde de impedanța acestuia, se spune despre ea că este o sursă **ideală** de curent. Simbolul ei este prezentat în fig.1.3a. Dacă intensitatea curentului debitat în circuitul exterior scade odată cu creșterea impedanței lui, se spune despre ea că este o sursă **reală** de curent. Simbolic (fig.1.3.b), ea este reprezentată ca o sursă ideală de curent conectată în paralel cu o impedanță echivalentă, care este denumită **impedanța de ieșire** a sursei.

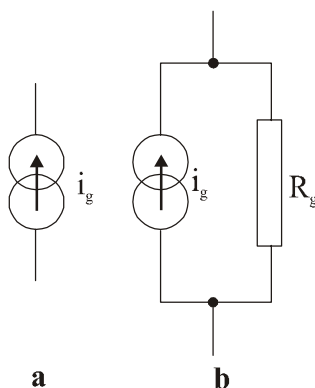


Fig.1.3

În rezolvarea schemelor reprezentând circuite reale se folosesc de foarte multe ori reprezentări sau scheme echivalente. Termenul de “**reprezentare echivalentă**” a unei porțiuni de circuit se referă la faptul că, trecând la reprezentarea echivalentă, comportamentul restului circuitului nu se modifică, tensiunile pe elementele de circuit și intensitățile curenților prin ramurile de rețea rămânând nemodificate. În funcție de necesitățile impuse de rezolvarea circuitului, sursa de tensiune poate fi reprezentată ca o sursă de curent iar sursa de curent poate fi reprezentată ca o sursă de tensiune, cele două reprezentări fiind echivalente (fig.1.4).

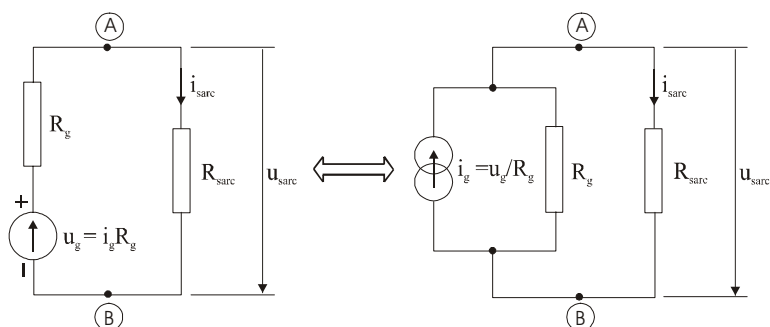


Fig.1.4

Din punctul de vedere al intensității curentului prin rezistența de sarcină și al tensiunii la bornele ei, cele două surse de energie au același efect, cu condiția respectării relațiilor dintre valorile elementelor care le caracterizează. Aceste relații devin evidente în urma aplicării teoremelor lui Kirchhoff pe cele două circuite și impunerii condiției de echivalență. Rezultă următoarele reguli de trecere de la o sursă la alta:

- sursa de tensiune poate fi înlocuită cu o sursă echivalentă de curent cu valoarea $i_g = \frac{u_g}{R_g}$, conectată în paralel cu rezistența R_g
- sursa de curent poate fi înlocuită cu o sursă echivalentă tensiune de cu valoarea $u_g = i_g R_g$, conectată în serie cu rezistența R_g

Se poate observa ca valoarea rezistenței interne a sursei de energie se conservă indiferent de reprezentare.

În general, comportarea unui circuit electronic complex, poate fi analizată dacă el este reprezentat sub forma unei scheme echivalente, care conține cele mai simple elemente de circuit (rezistori, condensatori, bobine, surse de tensiune și surse de curent), despre care știm ce efect au asupra unui semnal electric sau ce funcție realizează fiecare. Față de sarcina conectată la ieșirea sa, circuitul se comportă ca o rețea activă care îi furnizează acesteia energie sub forma unui semnal electric. Dacă în schema rețelei anulăm efectele surselor de energie (tensiune, curent), atunci vorbim despre o **rețea pasivizată**. Anularea efectului unei surse de tensiune se face prin înlocuirea ei cu un scurtcircuit, iar anularea efectului unei surse de curent se face prin înlocuirea ei cu o întrerupere (fig.1.5).

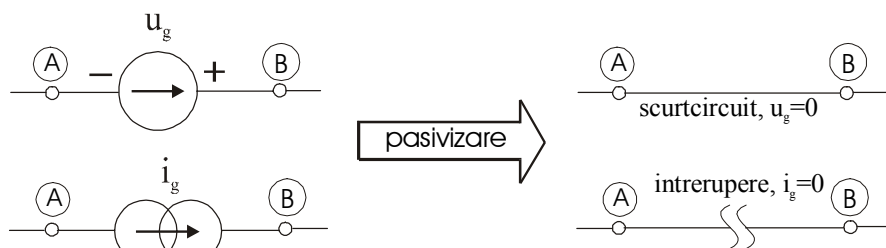


Fig.1.5

1.2 Teoremele rețelelor electrice

1.2.2 Teorema lui Millman

Fie o rețea alcătuită din n ramuri conectate în paralel, în fiecare ramură putându-se afla impedanțe și surse de tensiune (fig.1.6). Fiecare ramură poate fi simbolizată printr-o sursă de tensiune

echivalentă, conectată în serie cu impedența echivalentă a ramurii (în ea sunt incluse și impedențele surselor de tensiune).

Tensiunea u la bornele rețelei este dată de relația:

$$u = \frac{\sum_{k=1}^n \frac{u_k}{Z_k}}{\sum_{k=1}^n \frac{1}{Z_k}} \quad (1.1)$$

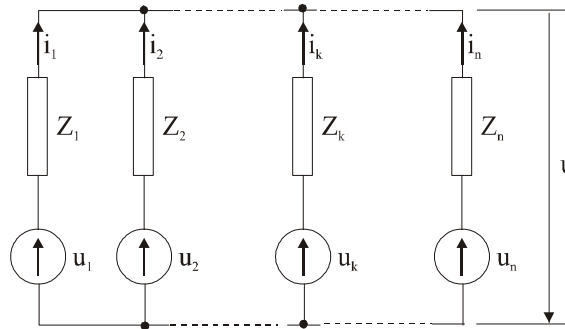


Fig.1.6

Demonstrație:

Aplicând teoremele lui Kirchhoff într-un nod al rețelei, respectiv pe ochiul virtual de rețea format dintr-o ramură oarecare k și căderea de tensiune u , se obțin relațiile:

$$\sum_{k=1}^n i_k = 0 \quad (1.2)$$

$$u_k = i_k Z_k + u \quad (1.3)$$

Exprimând i_k din relația (1.3) și înlocuindu-l în relația (1.2), se obține relația (1.1).

1.2.2 Teorema superpoziției

Intensitatea curentului electric printr-o ramură a unei rețele active este suma algebrică a intensităților curenților determinați prin ramura respectivă de fiecare sursă în parte, în absența celorlalte surse de energie.

Demonstrație:

Vom considera cazul particular al unei rețele simple (fig.1.7a), în care curentul prin impedența Z este determinat de efectul cumulat al surselor u_1 și u_2 . Aplicând teorema lui Millman, mărimea acestuia va fi:

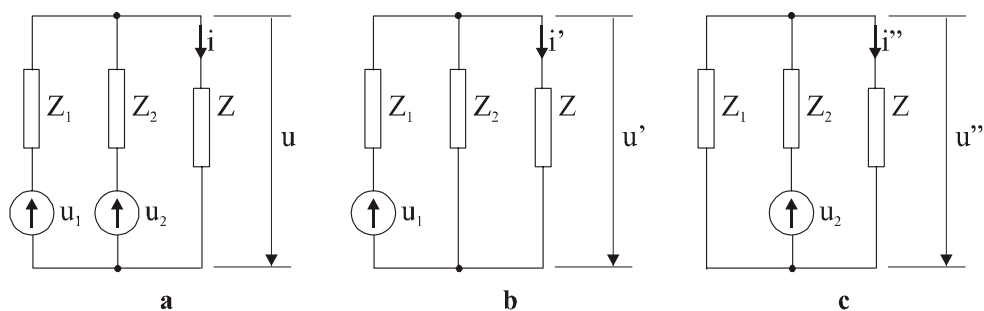


Fig.1.7

$$i = \frac{1}{Z} \frac{\frac{u_1}{Z_1} + \frac{u_2}{Z_2}}{\frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_2} + \frac{1}{Z}} \quad (1.4)$$

Pasivizăm pe rând ramurile 2 și 1 (fig.1.7b și c) pentru a putea calcula intensitățile i' și i'' determinate de sursele i_1 , respectiv i_2 prin sarcina Z :

$$i' = \frac{1}{Z} \frac{\frac{u_1}{Z_1}}{\frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_2} + \frac{1}{Z}} \quad (1.5)$$

$$i'' = \frac{1}{Z} \frac{\frac{u_2}{Z_2}}{\frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_2} + \frac{1}{Z}} \quad (1.6)$$

Cumulând acum efectele celor două surse independente ($i' + i''$) vom constata că obținem relația (1.4). Demonstrația se poate generaliza cu ușurință pentru o rețea oricât de complexă.

1.2.3 Teorema substituției (compensației)

Fie o rețea alcătuită din elemente de circuit pasive și active, liniare și neliniare. Se presupune că rețeaua a fost rezolvată și se cunosc intensitățile i_k ale curenților prin fiecare ramură și tensiunile u_k la bornele fiecărei ramuri ($k=1,2,\dots,n$, n fiind numărul de ramuri).

Dacă se înlocuiesc elementele unei ramuri k , fie cu o sursă de tensiune cu valoarea u_k , fie cu o sursă de curent cu valoarea i_k , atunci valorile intensităților curenților și a tensiunilor prin toate celelalte ramuri rămân neschimbate (fig.1.8).

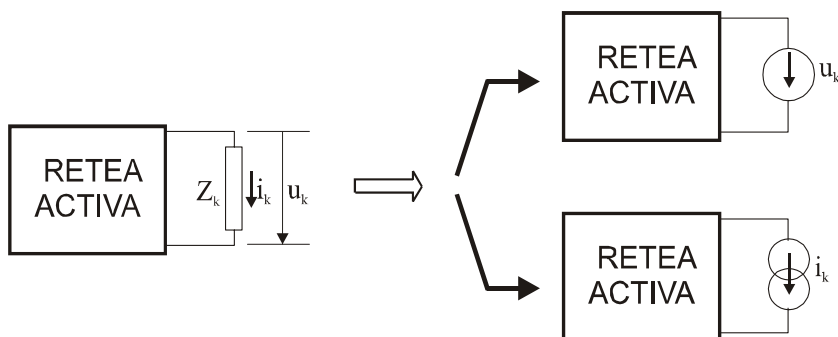


Fig.1.8

Demonstrație:

Considerăm rețeaua din fig.1.9a. Curentul prin ramura 3 este i_3 iar tensiunea la bornele sale este u .

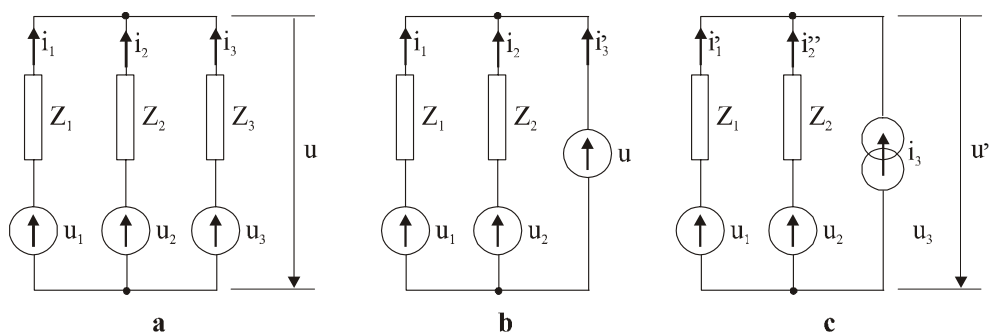


Fig.1.9

Înlocuind elementele ramurii 3 cu o sursă de tensiune cu valoarea u se obține rețeaua din fig.1.9b. Sursa de tensiune asigură tensiunea u la bornele rețelei. Elementele ramurilor 1 și 2 rămânând aceleași ca în fig.1.9a, valorile curenților i_1 și i_2 nu se vor modifica. Aceasta înseamnă că $i_3' = i_3$. Deci toți curenții și toate tensiunile rămân neschimbate.

Dacă elementele ramurii 3 se înlocuiesc cu o sursă de curent constant cu valoarea i_3 se obține rețeaua din fig.1.9c. Elementele ramurilor 1 și 2 rămânând aceleași ca în fig.1.9a, valorile curenților i_1 și i_2 nu se vor modifica ($i_3 = i_1 + i_2$), deci și $u' = u$.

1.2.4 Teorema lui Thévenin

Fie o rețea activă la bornele A și B ale căreia este conectat un dipol activ sau pasiv, care reprezintă sarcina pentru rețea.

Din punctul de vedere al dipolului, rețeaua activă este echivalentă cu o sursă de tensiune cu valoarea u_{ABgol} (tensiunea între bornele A și B în absența sarcinii), conectată în serie cu impedanța rețelei pasivizate, Z_{AB} .

Demonstrație:

Fie mai întâi situația în care dipolul conectat la ieșirea rețelei este unul pasiv (fig.1.10). În ramura conectată la bornele rețelei active conectăm formal două surse de tensiune identice, cu valoarea \mathcal{E} aleasă arbitrar, astfel încât ele să-și anuleze reciproc efectul asupra tensiunii și curentului prin ramură (fig.1.11a). Practic, în circuit nu am schimbat nimic. Descompunem apoi rețeaua în două rețele, așa cum este arătat în fig.1.11b, astfel încât, aplicând teorema superpoziției, $i_{sarc} = i_1 + i_2$.

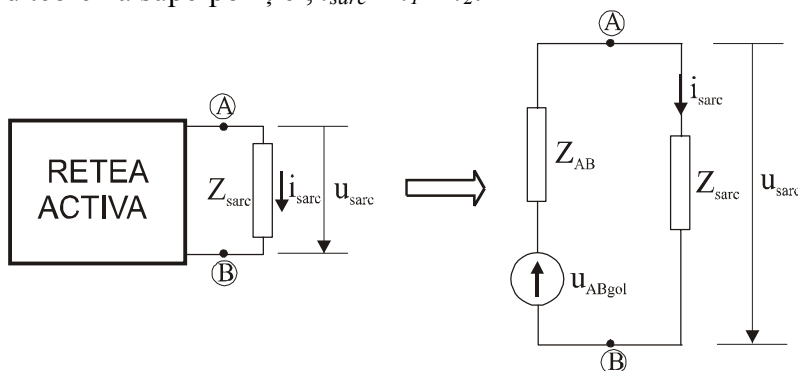


Fig.1.10

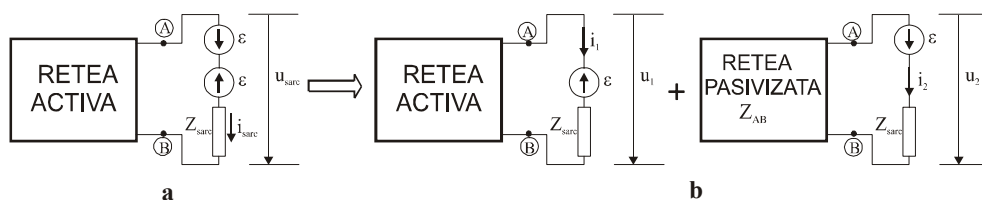


Fig.1.11

Alegem acum pentru tensiunea \mathcal{E} o astfel de valoare încât $i_1 = 0$. Dacă $i_1 = 0$ se poate decupla sarcina astfel încât să realizăm condițiile de mers în gol, tensiunea la bornele libere fiind nulă. Acest lucru se poate realiza numai dacă se alege $\mathcal{E} = u_{ABgol}$. În aceste condiții:

$$i_2 = \frac{\varepsilon}{Z_{AB} + Z_{sarc}} = \frac{u_{ABgol}}{Z_{AB} + Z_{sarc}} = i_{sarc} \quad (1.7)$$

relație care corespunde schemei echivalente din fig.1.10.

Să considerăm acum situația în care la bornele rețelei este conectat un dipol activ (fig.1.12a). Aplicând teorema superpoziției, schema poate fi descompusă în două scheme mai simple (fig.1.12b).

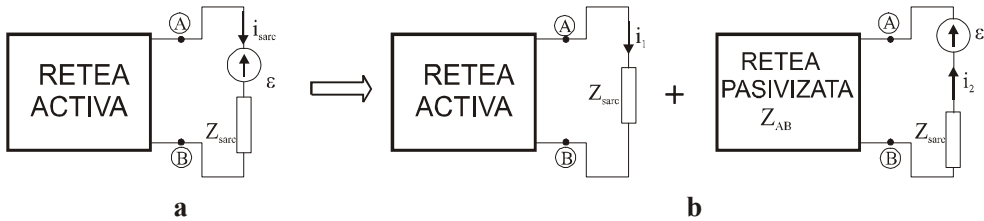


Fig.1.12

Știind cum se comportă o rețea activă față de un dipol pasiv, cele două scheme se pot transforma ca în fig.1.13a. Aplicând din nou teorema superpoziției dar în sens invers, obținem schema echivalentă din fig.1.13b care corespunde enunțului teoremei.

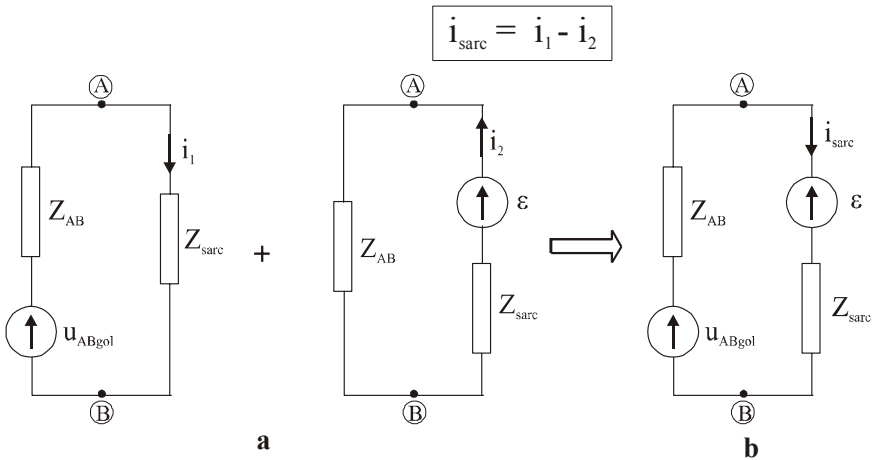


Fig.1.13

1.2.5 Teorema lui Norton

Considerăm rețeaua activă la bornele căreia este conectat un dipol activ.

Din punctul de vedere al dipolului, rețeaua activă este echivalentă cu o sursă de curent cu valoarea i_{ABsc} , conectată în paralel cu impedanța rețelei pasivizate, Z_{AB} (fig.1.14).

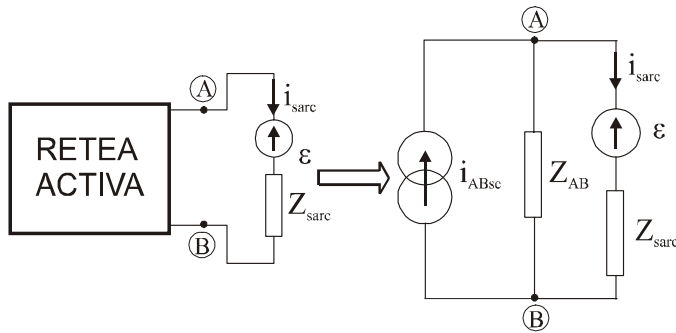


Fig.1.14

Demonstrație:

Aplicând teorema lui Thévenin (demonstrată anterior) și echivalența generator de tensiune – generator de curent, schema poate fi transformată succesiv ca în fig.1.15 cu mențiunea că raportul u_{ABgol} / Z_{AB} reprezintă curentul de scurtcircuit, i_{sc} , al rețelei active.

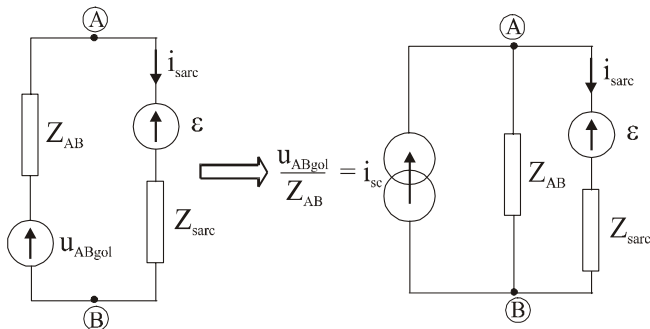
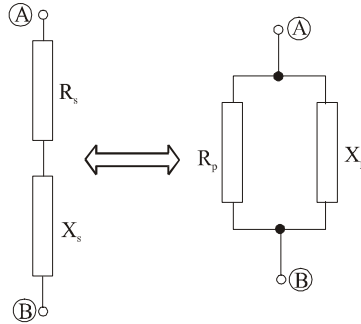


Fig.1.15

1.2.6 Transfigurarea dipolului

În rezolvarea multor scheme mai complicate simțim de multe ori nevoia de a trece de la conexiunea serie a unei impedanțe complexe de forma $Z_s = R_s + jX_s$ la o conexiune paralel (R_p, X_p) care să fie echivalentă cu prima (fig.5.16).

Se pune problema relațiilor existente între elementele celor două circuite astfel încât reprezentările să fie echivalente. Reamintim aici că echivalența implică identitatea impedanțelor conectate între punctele A și B. Sau, altfel spus, două reprezentări sunt echivalente dacă, înlocuindu-se una pe alta într-un circuit, tensiunile pe elementele restului circuitului și curenții prin ramurile sale rămân aceleași.

**Fig.1.16**

Expresia impedanței echivalente a circuitului paralel poate fi adusă la forma expresiei impedanței unui circuit serie:

$$Z_p = \frac{R_p X_p^2}{R_p^2 + X_p^2} + j \frac{R_p^2 X_p}{R_p^2 + X_p^2} = R_{ech} + jX_{ech} \quad (1.8)$$

Din condiția de echivalență a celor două impedanțe ($R_s = R_{ech}$ și $X_s = X_{ech}$), rezultă relațiile de trecere de la configurația paralel la configurația serie:

$$R_s = \frac{R_p X_p^2}{R_p^2 + X_p^2} \quad (1.9)$$

$$X_s = \frac{R_p^2 X_p}{R_p^2 + X_p^2} \quad (1.10)$$

Este foarte utilă exprimarea acestor relații de transformare în funcție de factorul de calitate al circuitului. Reamintim aici că noțiunea de “calitate” a unui circuit care conține componente disipative (rezistori) și reactive (bobine, condensatori) se referă la raportul dintre energia acumulată în elementele inductive și capacitive (energie care poate fi recuperată) și cea disipată (practic pierdută) în elementele rezistive. Un circuit va fi cu atât mai bun cu cât factorul său de calitate va fi mai mare.

Astfel, factorul de calitate, Q_p , al circuitului paralel va fi dat de expresia:

$$Q_p = \frac{X_{ech}}{R_{ech}} = \frac{R_p}{X_p} \quad (1.11)$$

Pe de altă parte, factorul de calitate al circuitului serie este $Q_s = \frac{X_s}{R_s}$

și, ținând seama de relațiile (1.9) și (1.10), va rezulta egalitatea celor doi factori de calitate:

$$Q_s = Q_p = Q \quad (1.12)$$

Acest rezultat era previzibil din momentul în care am impus condiția de echivalență a celor două circuite.

Acum relațiile (1.9) și (1.10) pot fi exprimate în funcție de factorul de calitate comun al celor două circuite:

$$R_s = \frac{R_p}{1 + Q^2} \quad (1.13)$$

$$X_s = \frac{X_p}{1 + \frac{1}{Q^2}} \quad (1.14)$$

Din expresiile precedente pot fi deduse cu ușurință relațiile de trecere de la reprezentarea serie la reprezentarea paralel:

$$R_p = R_s(1 + Q^2) \quad (1.15)$$

$$X_p = X_s\left(1 + \frac{1}{Q^2}\right) \quad (1.16)$$

În cazul unor circuite de bună calitate ($Q > 10$) relațiile de transformare se simplifică semnificativ:

$$R_p \cong Q^2 R_s \quad (1.17)$$

$$X_p \cong X_s \quad (1.18)$$

Se poate observa că în această situație *componenta reactivă a dipolului se conservă iar cea rezistivă se modifică semnificativ.*

1.2.7 Transferul maxim de putere

Se pune următoarea problemă: *în ce condiții transferul de putere de la o rețea activă, care poate fi reprezentată ca o sursă de tensiune cu valoarea u_g în serie cu impedanța $Z_g = R_g + jX_g$, către impedanța de sarcină $Z_{\text{sarc}} = R_{\text{sarc}} + jX_{\text{sarc}}$, conectată la bornele ei (fig.1.17) este maxim?*

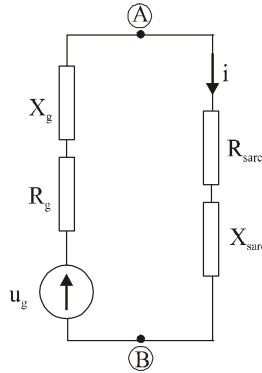


Fig.1.17

Puterea consumată de sarcină de la rețeaua activă este puterea disipată pe rezistența de sarcină: $p_R = i^2 R_{sarc}$. Ea poate fi exprimată sub forma:

$$p_R = \frac{u_g^2}{(R_g + R_{sarc})^2 + (X_g + X_{sarc})^2} \cdot R_{sarc} \quad (1.19)$$

Vom conveni că o reactanță, X , este pozitivă în cazul în care ea are un comportament inductiv și negativă în cazul în care are un comportament capacitiv. Analizând relația (1.19), observăm imediat că puterea transmisă sarcinii poate fi maximizată dacă $X_{sarc} = -X_g$, astfel încât întregul circuit să aibă un comportament pur rezistiv ($X_g + X_{sarc} = 0$). Presupunând că această condiție este îndeplinită, vom observa că puterea transmisă către sarcină va depinde doar de relația dintre rezistența sursei și rezistența sarcinii:

$$p'_R = \frac{u_g^2}{(R_g + R_{sarc})^2} \cdot R_{sarc} \quad (1.20)$$

Derivând această funcție în raport cu R_{sarc} și punând condiția de maxim:

$$\frac{dp'_R}{dR_{sarc}} = u_g^2 \frac{R_g - R_{sarc}}{(R_g + R_{sarc})^3} = 0 \quad (1.21)$$

vom obține: $R_{sarc} = R_g$

Putem concluziona că *puterea transmisă de la rețeaua activă către sarcină este maximă atunci când impedanța de sarcină este conjugata complexă a impedanței rețelei active.*

1.3 Cuadropoli liniari

1.3.1 Regimuri de funcționare și parametri

În general, o porțiune a unui circuit poate fi reprezentată ca o “cutie neagră” cu două borne de intrare și două de ieșire, configurație acceptată sub denumirea de cuadropol (fig1.18). El poate fi **pasiv** sau **activ** în sensul definirii acestor noțiuni la începutul capitolului.

Partea aflată înaintea intrării cuadropolului se comportă față de acesta ca un generator de semnal (sursă de tensiune sau sursă de curent) iar partea conectată la ieșirea sa se comportă ca o sarcină pe care acesta debitează energie. Astfel, cuadropolul acționează ca un dispozitiv electronic care transmite energie de la intrare către ieșirea sa prin intermediul unui semnal. La modul cel mai general, funcțiile $u_{ies} = f(u_{in})$ și $i_{ies} = f(i_{in})$ reprezintă **caracteristici de transfer** ale cuadropolului. În funcție de aspectul geometric (deci și de forma analitică) al caracteristicilor de transfer, cuadropolul poate fi **liniar** sau **nelinier**. În foarte multe situații concrete se lucrează pe porțiuni mici ale caracteristicii de transfer a cuadropolului, porțiuni care pot fi considerate liniare. În acest caz, între mărimile de ieșire și cele de intrare se stabilesc funcții de gradul întâi și **comportarea cuadropolului este liniară**.

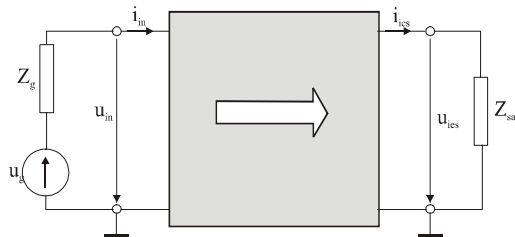


Fig.1.18

Regimuri de funcționare a cuadropolului:

- mers în gol: $Z_{sarc} \rightarrow \infty$, $i_{ies} = 0$
- mers în scurtcircuit: $Z_{sarc} = 0$, $u_{ies} = 0$
- mers în sarcină: $Z_{sarc} \neq 0$, $i_{ies} \neq 0$, $u_{ies} \neq 0$

Parametri caracteristici ai cuadropolului:

- impedanța de intrare: $Z_{in} = \frac{u_{in}}{i_{in}}$ (1.22)

- impedanța de ieșire: $Z_{ies} = \frac{u_{iesgol}}{i_{iesc}}$ ($sc = \text{scurtcircuit}$) (1.23)

Observație: există tendința de definire a impedanței de ieșire sub forma $Z_{ies} = \frac{u_{ies}}{i_{ies}}$ prin analogie cu impedanța de intrare. Este evident o definiție eronată pentru că acest raport reprezintă valoarea impedanței de sarcină. Impedanța de ieșire este o mărime caracteristică a cuadropolului și nu depinde de mărimea sarcinii conectate la bornele sale de ieșire!

- factorul de transfer în tensiune: $k_u = \frac{u_{ies}}{u_{in}}$ (1.24)

- factorul de transfer în curent: $k_i = \frac{i_{ies}}{i_{in}}$ (1.25)

Noțiunea de factor de transfer este una generală. Ea poate fi particularizată în funcție de tipul de cuadropol. Astfel, dacă cuadropolul este pasiv, atunci se vorbește despre factorul de atenuare în tensiune sau curent ($k_u \leq 1$, $k_i \leq 1$). Dacă cuadropolul este unul activ, atunci se poate vorbi despre factorul de amplificare în tensiune sau curent ($k_u \geq 1$, $k_i \geq 1$).

Și, pentru că am amintit de atenuare sau amplificare, vă reamintim că aceste mărimi se exprimă în **decibeli (dB)**, decibelul fiind primul submultiplu al belului. Se definesc factori de amplificare sau atenuare pentru fiecare mărime electrică importantă (putere, tensiune, curent) conform relațiilor:

- factorul de amplificare/atenuare în putere

$$A_{PdB} = 10 \cdot \log \frac{P_{ies}}{P_{in}}, \quad (1.26)$$

- factorul de amplificare/atenuare în tensiune

$$A_{udB} = 20 \cdot \log \frac{u_{ies}}{u_{in}}, \quad (1.27)$$

- factorul de amplificare/atenuare în curent

$$A_{idB} = 20 \cdot \log \frac{i_{ies}}{i_{in}}, \quad (1.28)$$

Dacă se folosesc parametrii caracteristici definiți anterior, un cuadropol poate fi reprezentat ca în fig.1.19a sau 1.19b. Desigur, aceasta este o reprezentare simbolică necesară însă în analiza circuitelor complexe. Față de sursa sau generatorul de semnal cuadropolul se comportă ca o impedanță definită ca raport dintre mărimea tensiunii de intrare, u_{in} și intensitatea curentului de intrare, i_{in} și care este impedanța de intrare a cuadropolului, Z_{in} .

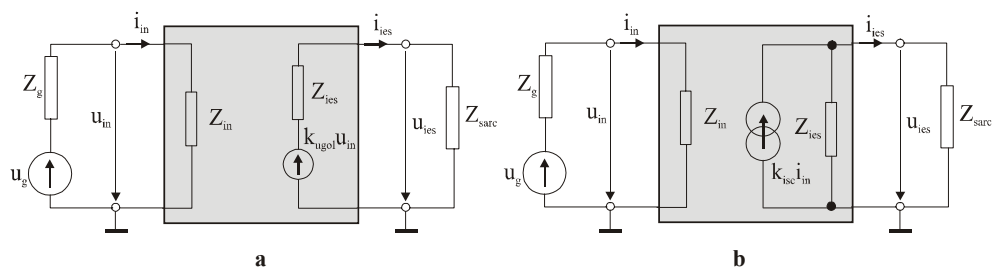


Fig.1.19

Față de consumatorul conectat la ieșirea sa, cuadripolul se comportă fie ca o sursă reală de tensiune (fig.1.19a), fie ca o sursă reală de curent (fig.1.19b). Valoarea tensiunii la bornele sursei ideale este egală cu tensiunea de ieșire măsurată (sau calculată) în condiții de mers în gol (consumatorul exterior este deconectat), $u_{ieșgol}$. Intensitatea curentului debitat de sursa ideală de curent este egală cu intensitatea curentului (măsurată sau calculată) atunci când sarcina este înlocuită cu un scurtcircuit, $i_{ieșsc}$. Impedanța echivalentă a sursei de tensiune (sau de curent) este impedanța măsurată (sau calculată) între bornele de ieșire după pasivizarea rețelei.

1.3.2 Parametrii hibrizi

După cum am văzut, variabilele care apar în cazul cuadripolului sunt în număr de 4 (fig.1.20): două variabile de intrare (indexate pentru simplitate și generalitate cu “1”) și două variabile de ieșire (indexate cu “2”).

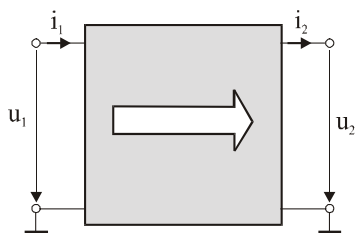


Fig.1.20

Pentru descrierea matematică a comportării unui cuadripol oarecare aflat într-un circuit “parcurs” de un semnal variabil în timp, se consideră că două dintre variabile sunt independente și două dependente. În practică se consideră ca independente acele variabile care pot fi măsurate din exteriorul cuadripolului. În funcție de care dintre variabile sunt independente și care sunt dependente, există mai multe modele matematice care simulează comportarea unui cuadripol.

Unul dintre cele mai folosite modele este cel în care se definesc parametrii hibrizi ai cuadripolului. În cazul acestui model se consideră drept

variabile independente curentul de intrare i_1 și tensiunea de ieșire u_2 . Fiecare dintre celelalte două variabile depind atât de i_1 cât și de u_2 , astfel încât pot fi scrise funcțiile:

$$u_1 = u_1(i_1, u_2) \quad (1.29)$$

$$i_2 = i_2(i_1, u_2) \quad (1.30)$$

Fiind vorba de semnale variabile în timp, vom diferenția cele două funcții obținând ecuațiile:

$$\Delta u_1 = \frac{\partial u_1}{\partial i_1} \Delta i_1 + \frac{\partial u_1}{\partial u_2} \Delta u_2 \quad (1.31)$$

$$\Delta i_2 = \frac{\partial i_2}{\partial i_1} \Delta i_1 + \frac{\partial i_2}{\partial u_2} \Delta u_2 \quad (1.32)$$

Se definesc acum parametrii hibridi ai cuadropolului care, pe lângă semnificația matematică, au și o semnificație fizică. Pentru un practician aceasta din urmă este cel puțin la fel de importantă ca și prima.

$$h_{11} = \left. \frac{\Delta u_1}{\Delta i_1} \right|_{\Delta u_2 = 0}, \text{ impedanța de intrare cu ieșirea aflată în scurtcircuit}$$

$$h_{12} = \left. \frac{\Delta u_1}{\Delta u_2} \right|_{\Delta i_1 = 0}, \text{ factorul de transfer invers în tensiune cu intrarea în condiții de mers în gol}$$

$$h_{21} = \left. \frac{\Delta i_2}{\Delta i_1} \right|_{\Delta u_2 = 0}, \text{ factorul de transfer în curent cu ieșirea aflată în scurtcircuit}$$

$$h_{22} = \left. \frac{\Delta i_2}{\Delta u_2} \right|_{\Delta i_1 = 0}, \text{ admitanța de ieșire cu intrarea aflată în condiții de mers în gol}$$

Cu ajutorul parametrilor hibridi, ecuațiile (1.31) și (1.32) devin:

$$\Delta u_1 = h_{11} \Delta i_1 + h_{12} \Delta u_2 \quad (1.33)$$

$$\Delta i_2 = h_{21} \Delta i_1 + h_{22} \Delta u_2 \quad (1.34)$$

Acestea sunt niște ecuații liniare care descriu cum variază tensiunea de intrare și curentul de ieșire în funcție de variația curentului de intrare și a tensiunii de ieșire. Așa după cum am mai menționat, ele vor fi valabile doar pe acele porțiuni ale caracteristicilor de transfer care pot fi considerate liniare. Mai concret, ele descriu funcționarea corectă a cuadropolului numai pentru variații mici ale nivelelor semnalelor prelucrate. În cazul variațiilor mai mari, se intră în domeniul neliniar și lucrurile se complică foarte mult. De aceea se mai spune despre acest model că este un *model de semnal mic*.

Ecuațiile (1.33) și (1.34) nu reprezintă altceva decât cele două legi ale lui Kirchhoff aplicate pe o rețea: ecuația (1.33) reprezintă o sumă de tensiuni iar ecuația (1.34) reprezintă o sumă de curenți. Circuitul cărui îi corespund cele două ecuații este prezentat în fig.1.21.

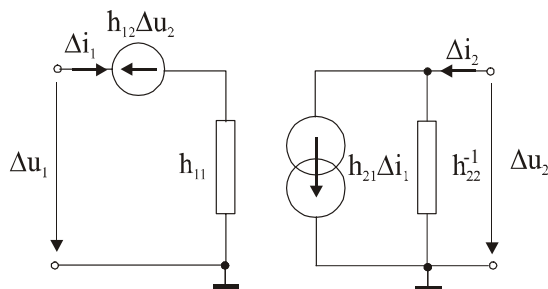


Fig.1.21

Utilitatea modelului de semnal mic și a circuitului construit pe baza lui o vom vedea ceva mai târziu.

2 DIODA SEMICONDUCTOARE

Materialele semiconductoare stau la baza tuturor componentelor și circuitelor electronice discrete sau integrate. Pentru o înțelegere mai ușoară a principiilor de funcționare a elementelor fundamentale din circuitele electronice, dioda și tranzistorul, enumerăm în continuare câteva noțiuni elementare care fac parte din abecedarul semiconductorilor:

- materialele semiconductoare au conductibilitatea electrică mai mare decât cea a izolatorilor dar mai mică decât cea a metalelor.
- conductibilitatea electrică a semiconductorilor este foarte sensibilă la variațiile de temperatură: ea crește odată cu creșterea temperaturii.
- spre deosebire de metale, a căror conductibilitate este asigurată exclusiv de electroni, conductibilitatea electrică a semiconductorilor este asigurată atât de electroni („-”), cât și de goluri („+”).
- dacă densitățile de electroni și de goluri care participă la conducție sunt egale, se spune despre semiconductor că este **intrinsec**.
- dacă densitățile de electroni și de goluri care participă la conducție nu sunt egale, se spune despre semiconductor că este **extrinsec**. În funcție de care tip de purtători de sarcină este majoritar, se disting două tipuri de semiconductori extrinseci:
 - semiconductori de **tip *n***, în care densitatea electronilor este mai mare decât densitatea golurilor. În acest tip de semiconductori electronii sunt purtători majoritari de sarcină, iar golurile sunt purtătorii minoritari.
 - semiconductori de **tip *p***, în care densitatea golurilor este mai mare decât densitatea electronilor. În acest caz, golurile sunt purtători majoritari de sarcină, iar electronii sunt purtătorii minoritari.

***Observație:** deși, în cazul semiconductorilor extrinseci densitățile purtătorilor de sarcină electrică pozitivă, respectiv negativă care participă la conducție nu sunt egale, totuși, la nivel macroscopic, ei nu au sarcină electrică în exces (sunt neutri).*

2.1 Joncțiunea semiconductoare. Dioda

Semiconductorii extrinseci (fig.2.1) pot avea **purtători majoritari** de tip **p** (goluri) sau de tip **n** (electroni).

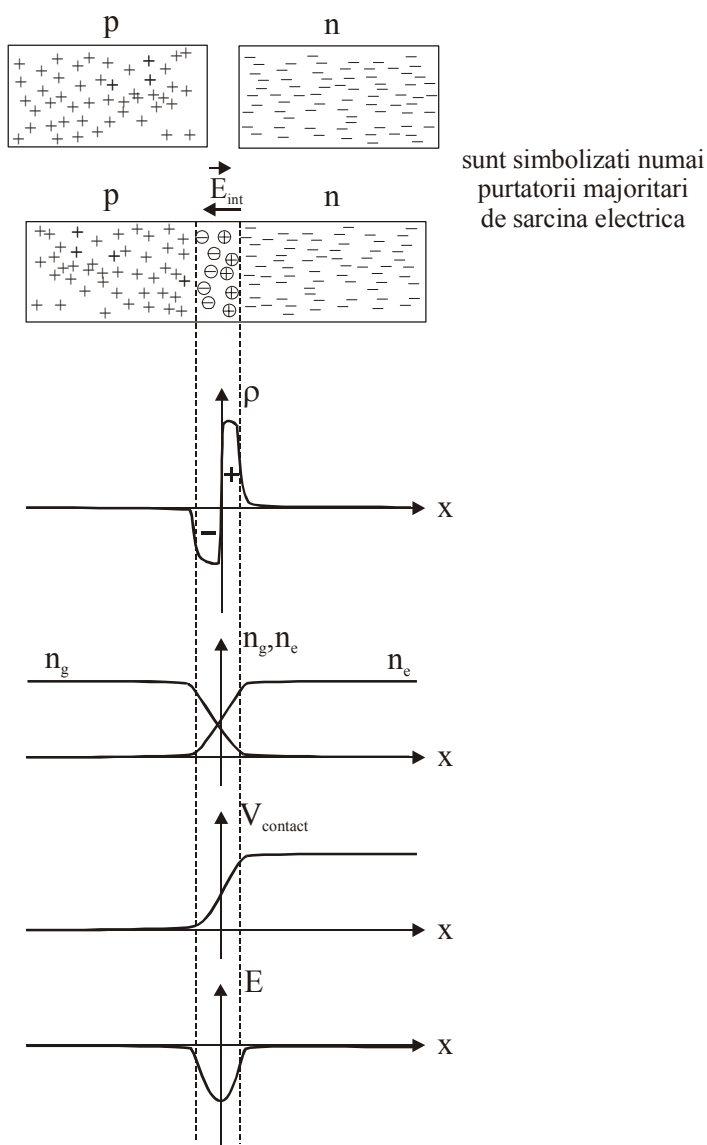


Fig.2.1

Dacă două astfel de zone sunt realizate în aceeași pastilă de material semiconductor se generează o **joncțiune semiconductoare**. Datorită

diferenței de concentrație de purtători majoritari de același fel din cele două zone, golurile din regiunea p vor difuza în regiunea n și electronii din regiunea n vor difuza în regiunea p. Ca urmare a acestui proces de difuzie va apare o sarcină spațială negativă în regiunea inițial de tip p și o sarcină spațială pozitivă în regiunea inițial de tip n. Astfel, în vecinătatea joncțiunii se va genera o *zonă sărăcită de purtători majoritari*, zonă care se numește *regiune de trecere*. Datorită acestei separări de sarcină, în regiunea de trecere va apare un câmp electric intern, E_{int} , câmp a cărui intensitate crește odată cu creșterea cantității de sarcină difuzate și care se opune procesului de difuzie. Când el a devenit suficient de intens se ajunge la o situație de echilibru în care cantitatea de sarcină difuzată rămâne constantă.

În reprezentările grafice calitative de sub joncțiunea semiconductoare din fig.2.1 se pot observa distribuțiile unor mărimi caracteristice în lungul structurii semiconductoare considerate:

- densitatea de sarcină în exces $\rho(x)$. Aici trebuie menționat faptul că datorită mobilității mai mari a electronilor față de goluri ei difuzează pe o lungime mai mare, dar ariile suprafețelor din grafic care corespund celor două tipuri de sarcini sunt egale.
- densitățile de goluri, n_g și electroni n_e .
- potențialul electric, $V(x)$. Se poate observa existența unei **bariere de potențial** care se opune difuziei purtătorilor majoritari prin joncțiune.
- intensitatea câmpului electric, $E(x) = -dV(x)/dx$

O astfel de structură semiconductoare este denumită diodă. Ea este cea mai simplă componentă electronică și are simbolul prezentat în fig.2.2.



Fig.2.2

Dioda are două terminale, fiind deci un dipol. Anodul este conectat la zona de tip p în timp ce catodul este conectat la zona de tip n. Dacă dioda este conectată într-un circuit electronic ea se comportă în mod diferit în funcție de sensul diferenței de potențial la care este supusă. Din structura sa internă se poate observa că dacă anodul este la un potențial mai mic decât catodul, atunci câmpul extern se va adăuga câmpului intern și amândouă se vor opune mai drastic “curgerii” purtătorilor majoritari de sarcină prin joncțiune. În această situație bariera de potențial va crește iar despre joncțiune se spune că este **polarizată invers**. Dacă potențialul anodului este

mai mare decât cel al catodului, câmpul extern și cel intern vor fi orientate în sens contrar. Bariera de potențial se va micșora. Atâta timp cât suma celor două câmpuri are sensul înspre regiunea p, purtătorii de sarcină majoritari nu se vor putea deplasa prin joncțiune. În momentul în care câmpul total își schimbă sensul (bariera de potențial dispare), purtătorii majoritari de sarcină din cele două zone vor putea traversa joncțiunea și dioda va fi parcursă de un curent electric. În acest caz se spune despre diodă că este **polarizată direct**.

Dependența intensității curentului electric prin diodă de tensiunea exterioară aplicată ei (**caracteristica volt-amperică**) este prezentată în fig.2.3.

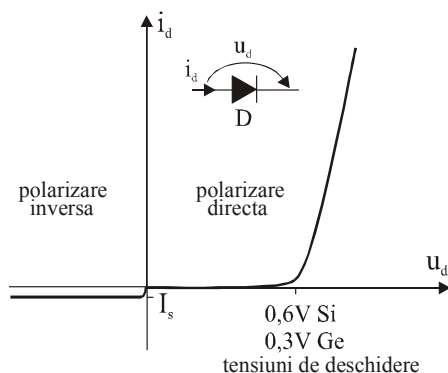


Fig.2.3

Practic, în *polarizare inversă* dioda este blocată. Se poate observa însă existența unui curent invers care este datorat purtătorilor minoritari (golurile din zona n și electronii din zona p) care pot traversa joncțiunea. Dar, densitatea lor fiind foarte mică, intensitatea acestui curent, numit **curent invers de saturație** (I_s) este practic neglijabilă. Ea este de ordinul zecilor de μA . Menționăm aici că reprezentarea grafică nu este la scară tocmai pentru a putea pune în evidență curentul invers de saturație.

În *polarizare directă*, atâta timp cât bariera de potențial există, curentul este practic nul. Când aceasta dispare, dioda va permite trecerea unui curent a cărui intensitate crește foarte rapid pentru variații mici ale tensiunii aplicate diodei. Valoarea intensității maxime a curentului direct poate fi de la câțiva mA până la sute de A, în funcție de tipul de diodă. Tensiunea la care dioda începe să conducă se numește **tensiune de deschidere** și, pentru diodele de siliciu, ea este în jurul valorii de 0,6V. După ce dioda intră în stare de conducție căderea de tensiune pe ea crește foarte puțin (0,1 – 0,15V).

Pentru caracteristica volt-amperică a joncțiunii semiconductoare s-a stabilit următoarea dependență matematică:

$$i_d = I_s \left(e^{\frac{eu_d}{kT}} - 1 \right) \quad (2.1)$$

în care: e – sarcina elementară, $1,6 \cdot 10^{-19} \text{C}$

k – constanta Boltzmann, $1,38 \cdot 10^{-23} \text{ J K}^{-1}$

T – temperatura joncțiunii, K

Raportul $\frac{kT}{e}$ are dimensiunile unei tensiuni care, la temperatura ambiantă de 20°C , are valoarea de aproximativ 26mV.

Relația (2.1) poate fi particularizată în funcție de regimul de funcționare al diodei. Astfel, ținând seama de faptul ca valoarea exponențială variază foarte rapid în funcție de tensiunea aplicată diodei, în practică pot fi folosite următoarele expresii aproximative

- în **polarizare inversă**: $u_d < 0 \rightarrow \frac{eu_d}{kT} \ll 1$ și

$$\boxed{i_d \cong -I_s} \quad (2.2)$$

Deoarece curentul invers de saturație este de cele mai multe ori neglijabil în raport cu ceilalți curenți din circuit, în polarizare inversă dioda poate fi considerată blocată (ramură de circuit întreruptă, $i_d = 0$).

- în **polarizare directă**: $u_d > 0 \rightarrow \frac{eu_d}{kT} \gg 1$ și

$$\boxed{i_d \cong I_s e^{\frac{eu_d}{kT}}} \quad (2.3)$$

Dacă dioda este polarizată direct și se află în stare de conducție, atunci ea va fi parcursă de un curent a cărui valoare poate fi calculată cu relația (2.3).

Considerând circuitul de polarizare în curent continuu din fig.2.4, expresia curentului prin diodă este:

$$i_d = -\frac{u_d}{R} + \frac{E}{R} \quad (2.4)$$

Funcția $i_d = i_d(u_d)$ din relația precedentă reprezintă o dreaptă, numită **dreapta de sarcină** (fig.2.5). Punctul de intersecție al dreptei de sarcină cu

caracteristica volt-amperică a diodei este **punctul static de funcționare** al diodei (M). Se numește “static” pentru că atâta timp cât tensiunea de alimentare a circuitului E și valoarea rezistenței R rămân constante, coordonatele punctului static de funcționare, u_{do} și i_{do} , nu se modifică.

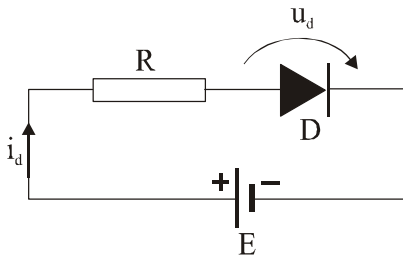


Fig.2.4

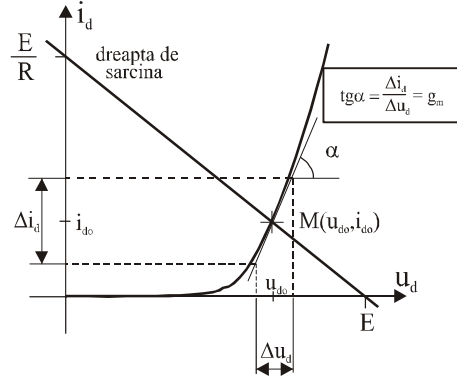


Fig.2.5

Panta caracteristicii volt-amperice într-un punct de pe porțiunea corespunzătoare stării de conducție (în particular în punctul static de funcționare) se notează cu g_m și este:

$$g_m = \frac{di_d}{du_d} = I_s \frac{e}{kT} e^{\frac{eu_d}{kT}} = \frac{e}{kT} i_d \quad (2.5)$$

sau,

$$g_m = 40 \cdot i_d \quad [\text{mA/V}] \quad (2.6)$$

Astfel, dacă se cunoaște valoarea intensității curentului prin dioda aflată în stare de conducție, se poate calcula foarte simplu panta caracteristicii volt-amperice în punctul static de funcționare. Inversul pantei reprezintă **rezistența diodei în curent continuu** în punctul static de funcționare, r_d . Valoarea ei depinde de poziția punctului static de funcționare pe caracteristica volt-amperică.

În practică, în funcție de valorile concrete ale tensiunilor pe celelalte elemente de circuit din ramura de rețea în care este conectată dioda, caracteristica ei volt-amperică poate fi liniarizată în diferite moduri. Pentru calculul rețelei în care se află conectată, dioda poate fi înlocuită cu un întrerupător deschis (diodă blocată) sau închis (diodă în conducție). Cele mai folosite caracteristici liniarizate și modalitățile de reprezentare ale diodei sunt prezentate în fig.2.6.

Astfel, în fig.2.6a este prezentată caracteristică volt-amperică a diodei ideale pentru care se poate neglija atât căderea de tensiune joncțiune

cât și rezistența opusă de aceasta trecerii curentului electric. De aceea, în polarizare directă dioda poate fi înlocuită în circuit cu un întrerupător ideal închis.

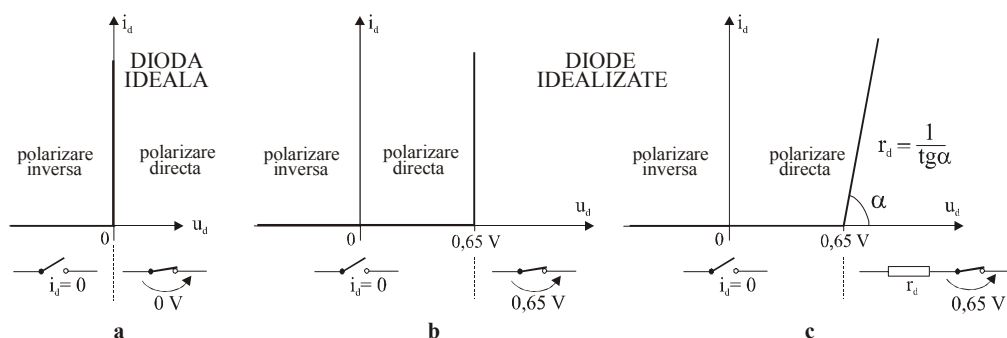


Fig.2.6

Există situații în care căderea de tensiune pe joncțiunea polarizată direct nu poate fi neglijată în raport cu celelalte tensiuni din ramura de rețea, dar poate fi neglijată rezistența diodei în curent continuu. Caracteristica volt-amperică idealizată, corespunzătoare acestei situații este prezentată în fig.2.6b. În polarizare directă dioda poate fi înlocuită în circuit cu un întrerupător închis pe care apare o cădere de tensiune de aproximativ $0,65\text{V}$ (tensiunea pe joncțiunea aflată în stare de conducție deplină).

O situație mai apropiată de comportarea reală a diodei este cea din fig.2.6c. Aici se ține seama atât de căderea de tensiune pe joncțiunea polarizată direct cât și de rezistența diodei în curent continuu. În polarizare directă dioda poate fi înlocuită în circuit cu un întrerupător închis pe care apare o cădere de tensiune de aproximativ $0,65\text{V}$ conectat în serie cu o rezistență cu valoarea r_d .

2.2 Modelul de semnal mic

În foarte multe circuite diodele sunt supuse simultan atât unei tensiuni continue cât și uneia variabile. Tensiunea continuă stabilește punctul static de funcționare iar tensiunea alternativă determină “plimbarea” acestuia pe caracteristica volt-amperică (dreapta de sarcină rămânând paralelă cu ea însăși). *Dacă porțiunea de caracteristică pe care se deplasează punctul static de funcționare poate fi considerată liniară atunci semnalul este considerat mic.* Când vorbim de un **semnal mic** ne referim la amplitudinea sa. Panta unei caracteristici volt-amperice pe porțiunea liniară considerată se numește **panta de semnal mic**.

În fig.2.7 este prezentat un regim de funcționare ca cel descris mai sus. Peste tensiunea continuă U_{do} , care determină curentul I_{do} , este aplicată o tensiune sinusoidală $u = U \sin \omega t$. Aceasta determină apariția prin diodă a unui curent variabil de forma $i = g_m U \sin \omega t$ (vezi relația (2.5)), curent care se suprapune peste curentul de polarizare în curent continuu i_{do} . Astfel, tensiunea totală la bornele diodei și curentul total prin ea sunt descrise de ecuațiile:

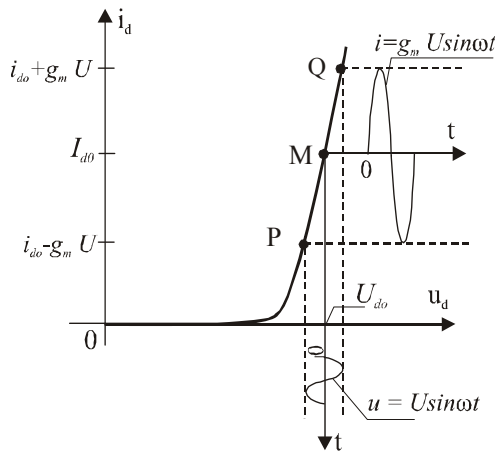


Fig.2.7

$$u_d = U_{do} + U \sin \omega t \quad (2.7)$$

$$i_d = I_{do} + g_m U \sin \omega t \quad (2.8)$$

Observații:

- modelul de semnal mic nu se poate aplica mărimilor statice. Între tensiunea continuă de polarizare și curentul continuu **nu este valabilă o relație de tipul $I_{do} = g_m U_{do}$** .
- modelul de semnal mic se poate aplica atunci când amplitudinea tensiunii variabile este mult mai mică decât tensiunea continuă de polarizare în curent continuu.

2.3 Redresarea curentului alternativ

Una dintre aplicațiile cele mai importante ale diodelor este redresarea semnalelor alternative. O configurație de patru diode ca cea prezentată în fig.2.8 este o punte redresoare și se găsește sub formă integrată.

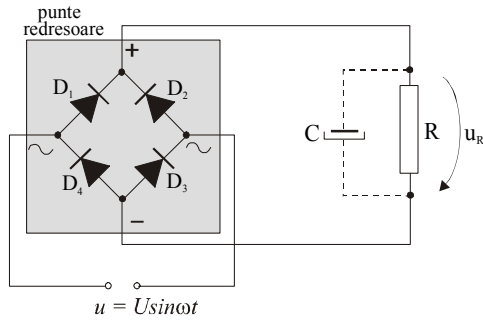


Fig.2.8

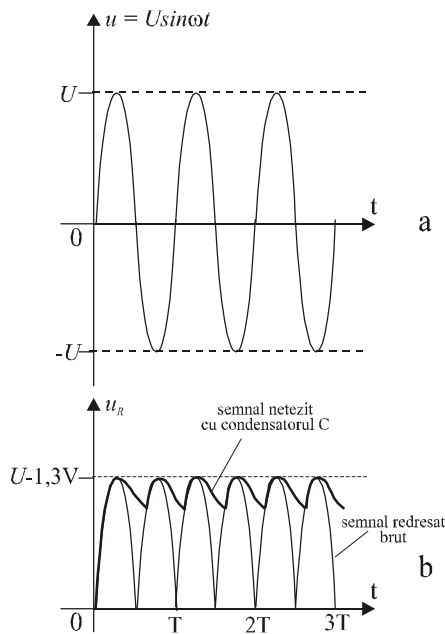


Fig.2.9

Dacă la bornele de intrare ale punții se aplică o tensiune sinusoidală ca cea reprezentată grafic în fig.2.9a atunci, dacă amplitudinea acesteia este mai mare decât dublul tensiunii de deschidere a unei diode (tensiunea de trecere în stare de conducție), în alternanța pozitivă vor conduce diodele D_1 și D_3 iar în alternanța negativă, diodele D_2 și D_4 . Astfel, prin rezistența R curentul va circula în același sens în ambele semiperioade, obținându-se la bornele ei o tensiune redresată. În fiecare jumătate de perioadă tensiunea la bornele rezistenței, deci și curentul prin ea, vor avea aspectul unor jumătăți pozitive de sinusoidă (fig.2.9b, curba subțire). Aceasta este redresarea bialternanță. Amplitudinea tensiunii redresate este mai mică datorită

căderilor de tensiune pe joncțiunile celor două diode aflate simultan în stare de conducție. Când tensiunile redresate sunt mari, această pierdere este neglijabilă. Semnalul redresat este unul periodic, având frecvența egală cu dublul frecvenței semnalului aplicat la intrarea punții.

În multe aplicații avem nevoie de o tensiune constantă în timp. Reducerea fluctuațiilor în timp ale tensiunii se poate face prin adăugarea în paralel cu consumatorul (în cazul de față, R) a unui condensator cu o capacitate cât mai mare. Acesta se încarcă în alternanța pozitivă și se descarcă prin R în alternanța negativă. Cu cât constanta de timp, $\tau = RC$, a circuitului de descărcare a condensatorului este mai mare, cu atât tensiunea la bornele sale, deci și tensiunea pe sarcină, scade mai lent comparativ cu scăderea pur sinusoidală. În acest fel, la bornele sarcinii se obține o tensiune redresată cu fluctuații temporale mult mai mici decât cele obținute în cazul redresării bialternanță simple (fig.2.9b, curba mai groasă). Pentru că atenuează din fluctuații, condensatorul C se numește **condensator de netezire**.

Am văzut că tensiunea redresată este una fluctuantă în timp, deși își păstrează polaritatea. Dacă o descompunem în elementele ei, ea are o componentă continuă și una variabilă în timp. Se definește **factorul de ondulație** al tensiunii, γ , astfel:

$$\text{factorul de ondulație} = \frac{\text{tensiunea curentului variabil}}{\text{tensiunea curentului continuu}}$$

Expresia lui poate fi dedusă folosindu-ne de expresiile puterilor. Dacă notăm amplitudinea tensiunii redresate cu $U_R = U - 1,3V$, atunci puterea de curent continuu consumată de sarcină este:

$$p_{\text{c}} = \frac{\langle u \rangle^2}{R} = \frac{1}{R} \left[\frac{2}{T} \int_0^{T/2} u_R(t) dt \right]^2 = \frac{4U_R^2}{\pi^2 R} \quad (2.9)$$

de unde rezultă componenta continuă a tensiunii redresate:

$$u_{\text{c}} = \frac{2U_R}{\pi} \quad (2.10)$$

Puterea totală consumată de sarcină fără condensatorul de netezire este:

$$p = \frac{2}{T} \frac{1}{R} \int_0^{T/2} u_R^2(t) dt = \frac{U_R^2}{2R} \quad (2.11)$$

Puterea disipată pe sarcină de componenta variabilă va fi diferența dintre puterea totală și puterea de curent continuu:

$$p_{\approx} = p - p_{=} = \frac{U_R^2}{R} \left(\frac{1}{2} - \frac{4}{\pi^2} \right) \quad (2.12)$$

iar tensiunea acestei componente va avea expresia:

$$u_{\approx} = U_R \sqrt{\frac{1}{2} - \frac{4}{\pi^2}} \quad (2.13)$$

Atunci, ținând seama de relațiile (2.10) și (2.13), factorul de ondulație al tensiunii redresate bialternanță fără condensator de netezire, conform definiției sale, va fi:

$$\gamma = \frac{u_{\approx}}{u_{=}} = \sqrt{\frac{\pi^2}{8} - 1} \quad (2.14)$$

Pentru alimentarea cu tensiune continuă a unor circuite electronice este necesară o tensiune cu un factor de ondulație cât mai mic. Pe lângă utilizarea unui condensator de netezire, factorul de ondulație poate fi micșorat și prin folosirea unor filtre pasive mai complexe, precum și cu ajutorul stabilizatoarelor electronice.

2.4 Alte tipuri de diode

2.4.1 Dioda stabilizatoare (Zener)

Dacă o diodă este polarizată invers, până la o anumită valoare a tensiunii pe joncțiune curentul prin ea este foarte mic (I_s). Dacă tensiunea inversă crește mai mult, la o valoare a ei care depinde de tipul de diodă, curentul poate crește foarte rapid și joncțiunea se poate distruge. Există însă diode la care acest curent invers poate fi controlat în anumite limite și dioda polarizată invers este folosită ca stabilizatoare de tensiune sau ca referință de tensiune. Acest lucru este posibil deoarece în timp ce curentul invers poate varia în limite largi, tensiunea pe joncțiunea polarizată invers rămâne aproape constantă (fig.2.10). Această tensiune este numită **tensiune de stabilizare** sau **tensiune Zener** (U_Z).

Există două mecanisme de creștere a curentului la o valoare dată a tensiunii inverse. Unul dintre ele este **multiplicarea în avalanșă** a purtătorilor de sarcină, mecanism prin care purtătorii primari, accelerați între două ciocniri de către câmpul electric intens, determină apariția purtătorilor secundari, terțiari și așa mai departe. Al doilea este **efectul**

Zener în care purtătorii de sarcină sunt generați chiar de către câmpul electric care se creează în joncțiune. Efectul Zener se poate produce dacă există o dopare foarte mare a semiconductorului corelată cu un câmp electric foarte intens.

Dacă intensitatea curentului invers crește necontrolat atunci structura semiconductoare se încălzește și are loc distrugerea joncțiunii prin ambalare termică. Pentru evitarea acestui proces, în circuitul de polarizare a diodei se va conecta întotdeauna o rezistență de limitare a curentului.

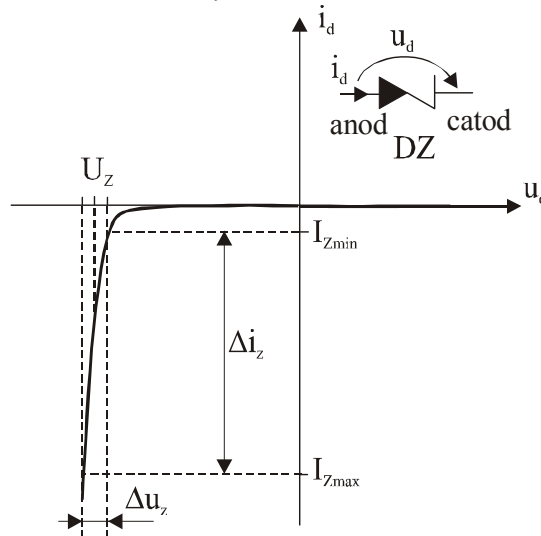


Fig.2.10

Principalii parametri caracteristici ai diodei stabilizatoare sunt:

- *tensiunea de stabilizare* U_Z , cuprinsă în intervalul 2 – 180V.
- *curentul invers maxim* I_{Zmax} , determinat de puterea maximă pe care o poate disipa joncțiunea. Ea depinde de tipul de diodă și este în jurul valorii de 10W.
- *rezistența internă* r_Z , cu valori de la câțiva Ω , la câteva zeci de Ω . Ea este definită pe porțiunea liniară din jurul tensiunii de stabilizare ca:

$$r_Z = \frac{\Delta u_Z}{\Delta i_Z} \quad (2.15)$$

Cea mai simplă modalitate de folosire a diodei ca element de stabilizare a tensiunii este prezentată în fig.2.11. În schemă, rezistența de sarcină R_s pe care dorim o tensiune constantă este conectată în paralel cu dioda stabilizatoare. Totodată, în circuitul de polarizare a diodei este prezentă și rezistența de limitare a curentului, R_l . În practică se lucrează cu $R_s \gg r_Z$, deci $i_s \ll i_Z$ și $i_Z \cong i$.

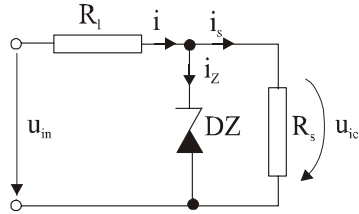


Fig.2.11

O măsură a nivelului de stabilizare a tensiunii de ieșire este **factorul de stabilizare S** , definit ca:

$$S = \frac{\Delta u_{in}}{\Delta u_{ies}} \quad (2.16)$$

Expresia lui poate fi dedusă scriind prima lege a lui Kirchhoff pe circuitul din fig.2.11:

$$u_{in} = iR_l + u_{ies} \quad (2.17)$$

Diferențiind ecuația (2.17) și ținând seama de faptul că $i \cong i_z$, obținem:

$$\Delta u_{in} = R_l \Delta i_z + \Delta u_{ies} \quad (2.18)$$

Împărțind ecuația (2.18) cu Δu_{ies} și ținând seama de faptul că $\Delta u_{ies} = \Delta u_z$ și de relația (2.15), se obține expresia finală a factorului de stabilizare:

$$S = 1 + \frac{R_l}{r_z} \quad (2.19)$$

Se poate observa că factorul de stabilizare este cu atât mai mare cu cât $r_z < R_l$.

2.4.2 Dioda varicap

Am văzut că datorită difuziei purtătorilor majoritari de sarcină, în vecinătatea joncțiunii semiconductoare apare o separare de sarcină electrică (sarcină spațială). Cele două straturi de sarcină separate pot fi asimilate cu un condensator plan ale cărui armături se îndepărtează odată cu creșterea tensiunii inverse a diodei. Tensiunea inversă nu trebuie să depășească tensiunea corespunzătoare multiplicării în avalanșă a purtătorilor de sarcină. Capacitatea astfel generată se numește *capacitate de barieră*. Dependența ei de tensiunea inversă este prezentată în fig.2.12, unde C_{Bo} este capacitatea de barieră în absența unei tensiuni exterioare.

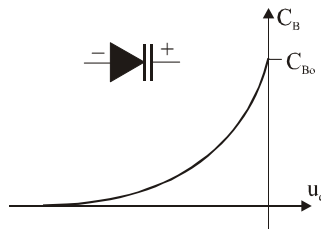


Fig.2.12

Expresia analitică a acestei dependențe este:

$$C_B = \frac{C_{Bo}}{\sqrt{1 - \frac{u_d}{U_D}}} \quad (2.20)$$

în care U_D este tensiunea de difuzie specifică tipului de semiconductor (de regulă, $U_D < 1V$). Uzual, capacitatea de barieră este de ordinul pF – zeci de pF. Se poate observa că ea poate fi controlată cu ajutorul tensiunii de polarizare inversă a diodei.

2.4.3 Dioda tunel (Esaki)

Leo Esaki – fizician japonez, laureat al premiului Nobel în 1973 împreună cu B. Josephson și I. Giaever. A obținut pentru prima dată efectul tunel în 1957.

Într-o joncțiune de arseniură de germaniu sau galiu foarte puternic dopată, efectul Zener poate fi obținut și la tensiuni pozitive mai mici decât tensiunea de deschidere a joncțiunii. Datorită dopării puternice, regiunea săracită este foarte îngustă și purtătorii de sarcină pot străpunge bariera de potențial prin efect tunel la tensiuni directe foarte mici, rezultând o creștere bruscă a curentului (porțiunea OA a caracteristicii volt-amperice din fig.2.13).

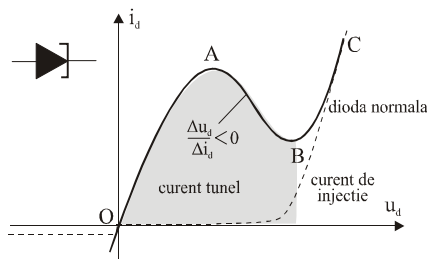


Fig.2.13

După atingerea unei valori maxime (de saturație), curentul se va micșora deoarece creșterea tensiunii directe de polarizare determină, pe lângă micșorarea înălțimii barierei de potențial, și lărgirea ei (porțiunea AB a caracteristicii volt-amperice). Pe această porțiune, **rezistența diferențială**

a diodei tunel (reprezentată de panta caracteristicii), **este negativă**. Curentul corespunzător porțiunii OAB a caracteristicii se numește *curent tunel*. În punctul B câmpul electric datorat tensiunii exterioare de polarizare anulează bariera de potențial și joncțiunea începe să se comporte ca aceea a unei diode obișnuite. Curentul prin diodă începe să crească datorită injecției de purtători de sarcină prin joncțiune (*curent de injecție*).

Dacă dioda tunel este polarizată pe porțiunea de carcteristică cu rezistență diferențială negativă, ea poate fi folosită pentru compensarea rezistenței de pierderi din circuitele oscilante și realizarea oscilatoarelor (circuite care generează semnale variabile în timp, de exemplu oscilații sinusoidale). De asemenea, dioda tunel este folosită în circuitele de amplificare a microundelor.

2.4.4 Dioda Schottky

Dioda Schottky, al cărei simbol este prezentat în fig.2.14, are o **joncțiune de tip metal** (aur, argint, platină) – **semiconductor** (Si-n), acesta din urmă fiind slab dopat.

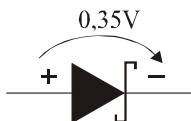


Fig.2.14

Atunci când metalul este la un potențial pozitiv față de semiconductor dioda intră în stare de conducție la o tensiune de aproximativ 0,35V (mai mică decât în cazul unei diode obișnuite). Electronii din semiconductor, traversând joncțiunea, ajung în metal unde nu se vor deosebi cu nimic de electronii de conducție ai acestuia. În metal, ei nu mai sunt purtători minoritari așa cum ar fi într-un semiconductor de tip p. Astfel ei își pierd “personalitatea” și, la schimbarea polarității, este indiferent care electroni se întorc în semiconductor, cei ai semiconductorului sau cei ai metalului. De aceea viteza de comutație din starea de conducție în starea de blocare este cel puțin cu un ordin de mărime mai mare decât cea a unei diode obișnuite. Timpul de comutație al unei diode Schottky este de aproximativ 50ps. Deoarece nu există purtători minoritari, curentul invers prin diodă este nul.

Fiecare dispozitiv semiconductor trebuie să aibă conexiuni metalice cu elementele de circuit exterioare lui. Conexiunea semiconductor – metal trebuie să fie ohmică și nu redresoare. Pentru aceasta, ele se realizează prin interpunerea între semiconductor și metal a unui strat semiconductor cu gradient de densitate de dopaj. Densitatea este foarte mare (ca a metalului) în zona contactului cu metalul și scade treptat spre semiconductor.

2.4.5 Dioda electroluminiscentă (LED, Light Emitting Diode)

Dioda electroluminiscentă, al cărei simbol este prezentat în fig.2.15, funcționează în polarizare directă. În urma injecției de curent prin joncțiune, electronii din banda de conducție ai regiunii n traversează joncțiunea și se recombina cu golurile din banda de valență a regiunii p. Ca urmare a acestui proces de recombinare, energia dobândită de la câmpul exterior este eliberată sub formă de cuante luminoase cu energia $h\nu$, determinată de lărgimea energetică a benzii interzise.

În fig.2.16 este prezentată schematic structura unei diode electroluminiscente, circuitul de polarizare a ei și valorile tipice pentru curentul prin diodă și tensiunea la bornele ei în stare de funcționare.

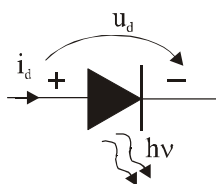


Fig.2.15

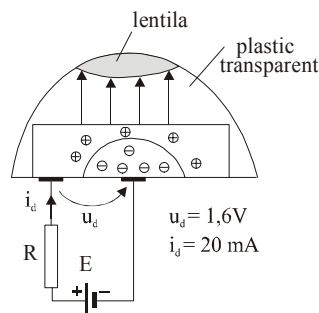


Fig.2.16

În circuitul de polarizare a diodei este obligatorie prezența unei rezistențe de limitare a curentului cu o valoare tipică cuprinsă între 200 și 330Ω. Lungimile de undă ale radiațiilor emise de diodele electroluminiscente depind de materialele semiconductoare din care sunt fabricate (tabelul 2.1).

Tabelul 2.1

Material	λ [nm]	Culoare
GaAs	940	infraroșu
GaAs _{0,7} P _{0,3}	660	roșu
GaAs _{0,5} P _{0,5}	610	portocaliu
GaAs _{0,15} P _{0,85}	590	galben
GaP	540	verde

Materialele semiconductoare folosite pentru construcția diodelor electroluminiscente sunt compuși pe bază de galiu. Siliciul și germaniul nu se folosesc pentru acest scop deoarece energia electrică este convertită mai degrabă în energie termică decât în energie luminoasă.

3 TRANZISTORUL BIPOLAR

William Shockley – fizician american, laureat al premiului Nobel în 1956 împreună cu *J. Bardeen* și *W.H Brattain*. Au pus la punct tehnologia tranzistorului.

3.1 Structura și caracteristicile statice

Tranzistorul bipolar este o structură de trei zone semiconductoare extrinseci (pnp sau npn) realizată într-un cristal semiconductor. Ea este prezentată schematic în fig.3.1a și ceva mai aproape de structura reală în fig.3.1b. Fiecare zonă are un contact ohmic cu câte un terminal exterior. Cele trei terminale se numesc **emitor** – **E**, **bază** – **B** și **colector** – **C**. Denumirile sugerează funcția pe care o îndeplinește fiecare dintre cele trei zone: emitorul este furnizorul principal de sarcini electrice, colectorul colectează sarcinile electrice iar baza poate controla cantitatea de sarcină care ajunge la colector. După același criteriu, cele două joncțiuni se numesc emitoare, respectiv colectoare.

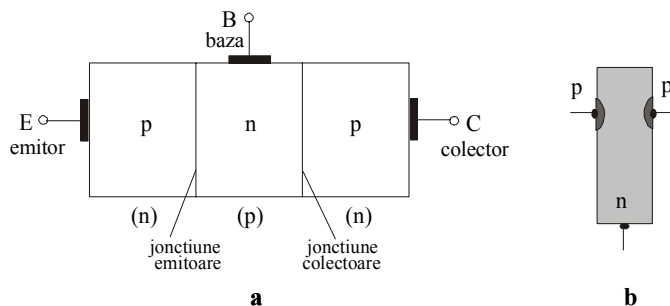


Fig.3.1

O astfel de structură se numește bipolară deoarece la conducția electrică participă sarcini electrice de ambele polarități, goluri și electroni, cu contribuții diferite la curent în funcție de tipul de tranzistor. În funcție de ordinea zonelor, tranzistorii bipolari pot fi de tip pnp sau npn. Simbolurile lor sunt prezentate în fig.3.2.

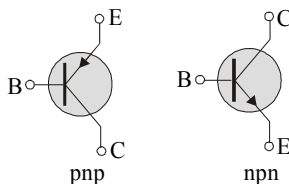


Fig.3.2

Din punct de vedere tehnologic structura de tranzistor are două particularități:

- *emitorul este mult mai puternic dopat decât baza*
- *lărgimea fizică a bazei este mult mai mică decât lungimea de difuzie a purtătorilor majoritari din emitor (aprox. $10\mu\text{m}$)*

Pentru a exista conducție electrică între emitor și colector, joncțiunea emitoare trebuie polarizată în sens direct iar joncțiunea colectoră în sens invers. Un circuit de polarizare a joncțiunilor unui tranzistor de tip pnp este prezentat în fig.3.3a. În practică polarizarea joncțiunilor se face cu o singură sursă de alimentare.

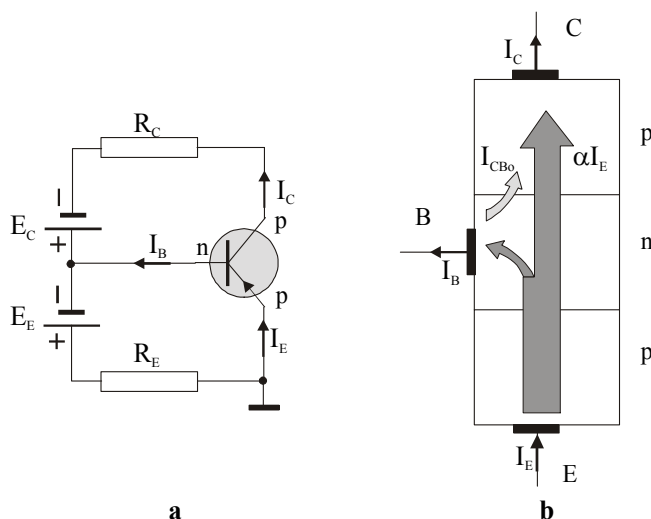


Fig.3.3

În fig.3.3b se poate observa modul în care purtătorii de sarcină din semiconductor contribuie la formarea curenților exteriori măsurabili: curentul de emitor - I_E , curentul de colector - I_C și curentul de bază - I_B . Trebuie să subliniem încă odată faptul că la curentul prin tranzistor participă purtători de ambele polarități, în timp ce la curenții exteriori participă exclusiv electronii de conducție din metal.

Golurile, care sunt purtătorii majoritari în emitor, sunt accelerate în câmpul de polarizare directă a joncțiunii emitoare și, în marea lor majoritate, vor traversa baza și vor fi preluate de câmpul electric de polarizare inversă a joncțiunii colectoră. Frațiunea din curentul de emitor care contribuie la formarea curentului de colector este notată cu α . α se numește **factor de curent** și valorile lui sunt foarte apropiate de 1: $\alpha \cong 0,97 - 0,99$. Datorită slabei dopări a bazei și a lărgimii ei foarte mici, doar o mică parte din

gourile care pleacă din emitor se vor recombina cu electronii din bază. Curentul αI_E împreună cu curentul de purtători minoritari, I_{CBo} , care traversează joncțiunea colector polarizată invers, vor forma curentul de colector, I_C . Astfel, pot fi scrise următoarele relații între curenții măsurabili:

$$\boxed{I_E = I_C + I_B} \quad (3.1)$$

$$\boxed{I_C = \alpha I_E + I_{CBo}} \quad (3.2)$$

Înlocuind expresia curentului de emitor (3.1) în relația (3.2) și exprimând curentul de colector, se obține:

$$I_C = \frac{\alpha}{1-\alpha} I_B + \frac{I_{CBo}}{1-\alpha} \quad (3.3)$$

Coeficientul de multiplicare a curentului de bază se notează cu β și se numește **factor de amplificarea statică** (sau factor de amplificarea a curentului continuu) și este supraunitar:

$$\boxed{\beta = \frac{\alpha}{1-\alpha}} \quad (3.4)$$

Astfel, dependența curentului de colector de curentul de bază poate fi exprimată sub forma:

$$\boxed{I_C = \beta I_B + (1 + \beta) I_{CBo}} \quad (3.5)$$

Relația (3.5) indică dependența intensității curentului de colector de intensitatea curentului de bază. De aici se poate vedea că **tranzistorul bipolar este un element activ comandat în curent**. Deoarece curentul de purtători minoritari I_{CBo} este foarte mic (sub $1\mu A$), în practică se poate folosi cu bună aproximație relația $I_C \cong \beta I_B$.

Ecuatiile (3.1), (3.2) și (3.4) descriu funcționarea tranzistorului în curent continuu (regimul static) și, împreună cu legile lui Kirchhoff, permit calcularea valorilor rezistențelor din circuitul exterior de polarizare, precum și a punctului static de funcționare caracterizat de patru parametri: U_{BEo} , I_{Bo} , U_{CEo} și I_{Co} .

Tranzistorul bipolar poate fi privit ca un cuadropol dacă unul dintre terminalele sale va face parte atât din circuitul de intrare cât și din cel de ieșire. De regulă, terminalul respectiv este conectat la borna de potențial nul (masa circuitului). Astfel, există trei conexiuni posibile ale tranzistorului într-un circuit:

- conexiunea **emitor comun** – fig.3.4a

- conexiunea **bază comună** – fig.3.4b
- conexiunea **colector comun** – fig.3.4c

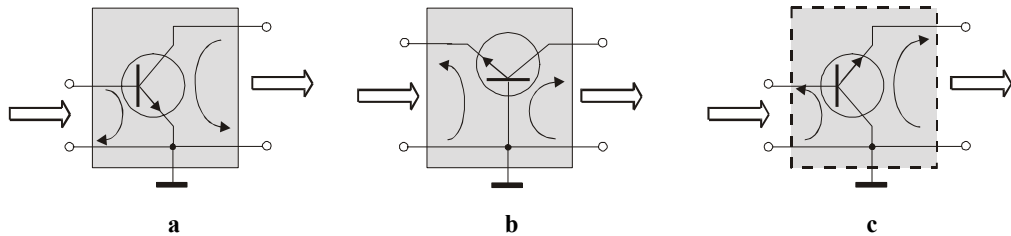


Fig.3.4

Cele trei conexiuni au parametrii de intrare, ieșire și de transfer diferiți. Dintre ele, cea mai folosită este conexiunea emitor comun și de aceea în continuare ne vom axa în principal asupra ei, analizând-o atât în regim static cât și în regim dinamic.

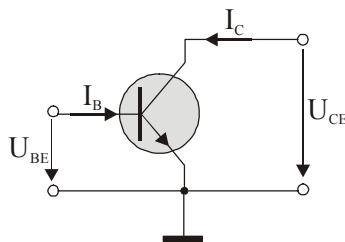


Fig.3.5

Mărimile de intrare și cele de ieșire pentru conexiunea emitor comun sunt prezentate în Fig.3.5. Modificarea valorii oricăreia dintre ele conduce la modificarea celorlalte trei. Datorită acestui lucru nu mai putem vorbi despre o singură caracteristică volt-amperică, cum a fost în cazul diodei, ci de **familii de caracteristici statice de intrare, ieșire și de transfer**.

Pentru conexiunea emitor comun mărimile de control, cu ajutorul cărora le modificăm pe celelalte, sunt curentul de bază, I_B , și tensiunea dintre colector și emitor, U_{CE} . De aceea ele vor fi considerate variabilele independente iar tensiunea dintre bază și emitor, U_{BE} , și curentul de colector, I_C , vor fi variabilele dependente.

Într-o reprezentare calitativă, familiile de caracteristici statice ale conexiunii emitor comun sunt arătate în fig.3.6.

Astfel, familiile de caracteristici statice sunt următoarele:

- $U_{BE} = f(I_B)_{U_{CE}=const.}$, caracteristica de intrare
- $I_C = f(U_{CE})_{I_B=const.}$, caracteristica de ieșire

- $I_C = f(I_B) \Big|_{U_{CE}=const.}$, caracteristica de transfer în curent
- $U_{BE} = f(U_{CE}) \Big|_{I_B=const.}$, caracteristica de transfer invers în tensiune

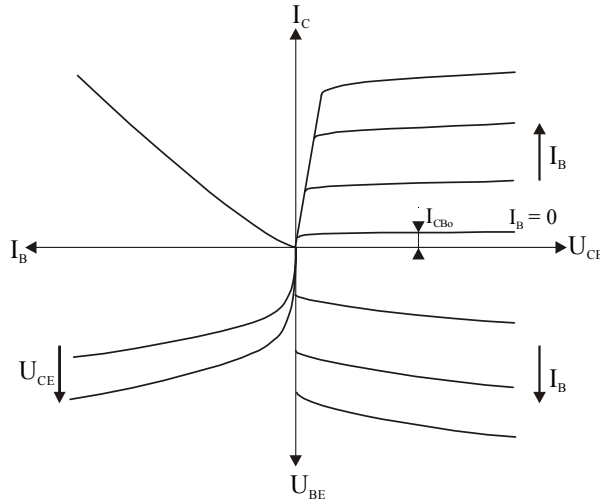


Fig.3.6

O altă caracteristică importantă a tranzistorului bipolar este **caracteristica de transfer în tensiune**, pe baza căreia se definesc și regimurile posibile de funcționare ale lui. În fig.3.7a este prezentată o schemă posibilă pentru trasarea acestei caracteristici iar în fig.3.7b este arătat aspectul ei.

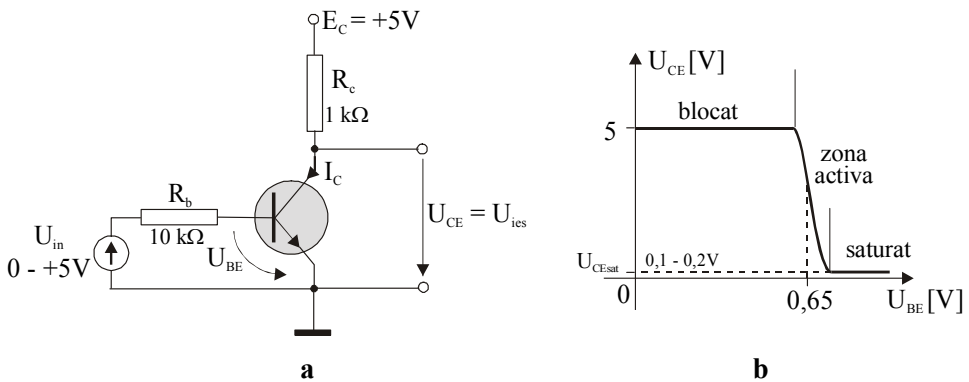


Fig.3.7

Discuția asupra comportării tranzistorului se poate face dacă considerăm comportamentul celor două joncțiuni asemănător

comportamentului unor diode. Vom numi în continuare joncțiunea emitoare drept dioda emitor, D_E , iar joncțiunea colectoră drept dioda colector, D_C .

Pentru tensiuni U_{BE} mai mici decât tensiunea de deschidere a diodei emitor, între emitor și colector nu poate circula nici un curent, căderea de tensiune pe rezistența R_c este nulă și $U_{CE} = E_c$. În acest interval de tensiuni de intrare tranzistorul este **blocat**, între colector și emitor el acționând ca un întrerupător deschis. Odată cu creșterea tensiunii de intrare, dioda emitor se va deschide și va permite “curgerea” electronilor între emitor și colector peste dioda colector polarizată invers. Tensiunea U_{CE} va începe să scadă foarte rapid, deoarece crește căderea de tensiune pe R_c , în condițiile în care tensiunea de alimentare, E_c , este păstrată constantă ($E_c = I_c R_c + U_{CE}$). Curentul de colector va crește și tensiunea U_{CE} se va micșora până când se ajunge în regimul de saturație (cantitatea de sarcină disponibilă nu este nelimitată) în care ambele diode, emitor și colector, sunt în stare de conducție. Acest regim de lucru se numește **saturat**. În regimul saturat tensiunea între colector și emitor este foarte mică, $U_{CE} \cong 0,1 - 0,2V$. Ea se numește *tensiune colector-emitor de saturație*, U_{CEsat} . Zona de tranziție dintre regimurile blocat și saturat se numește **zona activă**. În zona activă curentul de colector și tensiunea de ieșire pot fi controlate de către tensiunea de intrare și implicit de către curentul de bază.

Putem sintetiza **regimurile de funcționare ale tranzistorului bipolar** în felul următor:

- regimul **blocat** D_E și D_C - blocate,
 $I_C = 0, U_{CE} = E_c$
- regimul în **zona activă** D_E – conducție, D_C – blocată,
 $I_C \neq 0, U_{CE} = 5 \rightarrow 0,2V$
- regimul **saturat**: D_E și D_C – conducție,
 $I_C \neq 0, U_{CE} = 0,1 - 0,2V = U_{CEsat}$

Regimul de funcționare în zona activă este folosit atunci când tranzistorul se află într-o schemă de prelucrare a semnalelor, de amplificare sau generatoare de oscilații armonice. Atunci când tranzistorul trece foarte rapid prin zona activă, lucrând între starea de blocare și cea de saturație și invers, se spune despre el că lucrează în regim de comutație (în circuitele digitale, de exemplu).

Regimurile de funcționare ale tranzistorului bipolar pot fi vizualizate și pe graficul reprezentând familia de caracteristici $I_C = I_C(U_{CE})$, așa cum se poate observa în fig.3.8.

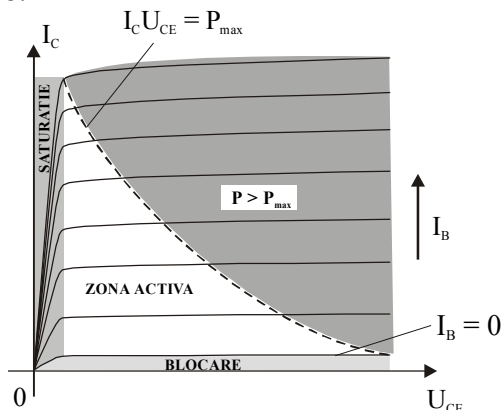


Fig.3.8

Printre parametrii caracteristici ai unui tranzistor se află și puterea maximă pe care el o poate disipa fără a atinge temperaturi la care s-ar distruge. Produsul $I_C U_{CE}$ nu poate depăși această valoare care este diferită în funcție de tipul de tranzistor. Zona în care puterea disipată pe tranzistor ar fi mai mare decât puterea maximă admisă este și ea vizualizată pe reprezentarea grafică din fig.3.8.

3.2 Polarizarea tranzistorului bipolar

3.2.1 Polarizarea cu divizor de tensiune în bază

Pentru a funcționa în zona activă și a fi folosit într-o schemă de amplificare de exemplu, joncțiunile tranzistorului bipolar trebuie polarizate în curent continuu astfel încât joncțiunea emitoare să fie polarizată direct iar joncțiunea colectoare să fie polarizată invers. Polarizarea se face de la o singură sursă de alimentare, existând mai multe scheme folosite în acest scop. Una dintre cele mai utilizate scheme de polarizare în curent continuu este cea cu divizor de tensiune în baza tranzistorului, schemă prezentată în fig.3.9.

Practic, problema se pune în felul următor: cunoaștem tipul de tranzistor folosit și dorim polarizarea joncțiunilor sale astfel încât el să lucreze într-un anumit punct static de funcționare. Evident, se cunoaște și tensiunea de alimentare folosită. Pentru calcularea valorilor rezistențelor din circuitul de polarizare se folosesc pe de o parte ecuațiile de legătură dintre curenții care intră și ies din tranzistor, în care se poate neglija influența curentului I_{CBo} mult mai mic decât ceilalți curenți:

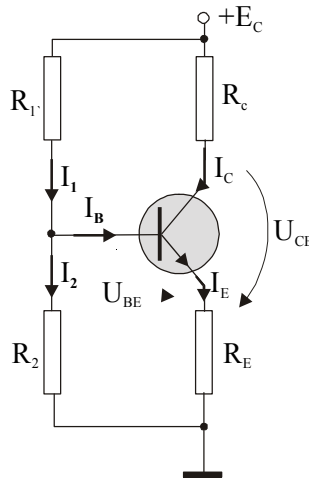


Fig.3.9

$$I_C \cong \beta I_B \quad (3.6)$$

$$I_E = I_C + I_B \quad (3.7)$$

$$I_C \cong I_E \quad (3.8)$$

și pe de altă parte, ecuațiile pe care le scriem pe baza aplicării legilor lui Kirchhoff în circuitul de polarizare:

$$E_c = I_C R_C + U_{CE} + I_E R_E \quad (3.9)$$

$$E_c = I_1 R_1 + I_2 R_2 \quad (3.10)$$

$$I_1 = I_2 + I_B \quad (3.11)$$

$$I_2 R_2 = U_{BE} + I_E R_E \quad (3.12)$$

Desigur, pare destul de complicată rezolvarea unui sistem de șapte ecuații în care s-ar putea să avem mai mult decât șapte necunoscute. Practic însă lucrurile se pot simplifica dacă știm cam în ce domenii de valori trebuie să se încadreze valorile rezistențelor din circuitul de polarizare. Iată care sunt acestea:

- R_1 , zeci – sute de $k\Omega$
- R_2 , $k\Omega$ – zeci de $k\Omega$
- $R_c < 10k\Omega$

- $R_E \cong \frac{1}{10} \frac{E_c}{I_C}$, sute de Ω - k Ω

Valorile rezistențelor R_1 și R_2 sunt mai mari decât ale celorlalte pentru a consuma cât mai puțin curent de la sursa de alimentare, dar totodată ele trebuie să asigure polarizarea bazei astfel încât joncțiunea emitor să fie în stare de conducție (uzual 0,65V pentru Si).

Valoarea rezistenței R_E trebuie să fie cât mai mică posibil pentru a consuma cât mai puțin. Teoretic ea poate să lipsească și emitorul să fie conectat direct la masă. Practic însă ea este necesară pentru stabilizarea termică a punctului static de funcționare. Vom vedea acest lucru peste câteva paragrafe.

Valoarea rezistenței din colectorul tranzistorului, R_c , reprezintă și sarcina tranzistorului atunci când acesta lucrează ca element activ în circuitele de amplificare sau prelucrare de semnale. Valoarea ei maximă este limitată de condiția de conducție a tranzistorului. Pentru o valoare prea mare, căderea de tensiune pe ea poate fi atât de mare la un curent de colector mic încât să nu permită trecerea tranzistorului în stare de conducție.

De cele mai multe ori, pentru a putea rezolva sistemul de ecuații al circuitului de polarizare vom fi nevoiți ca valoarea uneia dintre rezistențe să o alegem pe baza observațiilor de mai sus.

Să aplicăm aceste reguli de calcul a valorilor rezistențelor dintr-un circuit de polarizare în curent continuu a tranzistorului bipolar pe un **exemplu concret**. Presupunem că avem un tranzistor cu $\beta = 100$, pe care dorim să-l polarizăm în curent continuu astfel încât el să lucreze în zona activă având $I_C = 2\text{mA}$, $U_{CE} = 5\text{V}$ și $U_{EB} = 0,65\text{V}$. Tensiunea de alimentare este $E_C = 10\text{V}$.

Neglijând curentul rezidual prin joncțiunea bază-colector, din ecuația (3.6) putem calcula curentul de bază:

$$I_B = \frac{I_C}{\beta} = \frac{2 \cdot 10^{-3}}{100} = 2 \cdot 10^{-5} \text{ A} = 20\mu\text{A}$$

Cunoscând curentul de bază, din ecuația (3.7) calculăm curentul de emitor:

$$I_E = I_C + I_B = (2 \cdot 10^{-3} + 0,02 \cdot 10^{-3})\text{A} = 2,02\text{mA}$$

Rezistența de emitor o putem calcula din relația recomandată anterior:

$$R_E \cong \frac{1}{10} \frac{E_c}{I_C} = \frac{1}{10} \frac{10}{2,02 \cdot 10^{-3}} = 495\Omega$$

Din ecuația (3.9) calculăm valoarea rezistenței din colectorul tranzistorului:

$$R_C = \frac{E_C - U_{CE} - I_E R_E}{I_C} = \frac{10 - 5 - 2,02 \cdot 10^{-3} \cdot 495}{2 \cdot 10^{-3}} = 2000 \Omega = 2 \text{ k}\Omega$$

Potențialul bazei față de masă, $V_B = I_2 R_2$, putem să-l calculăm din ecuația (3.12):

$$V_B = U_{BE} + I_E R_E = 0,65 + 2,02 \cdot 10^{-3} \cdot 495 = 1,65 \text{ V}$$

Alegând pentru rezistența R_2 valoarea:

$$R_2 = 10 \text{ k}\Omega$$

se poate calcula valoarea curentului I_2 :

$$I_2 = \frac{V_B}{R_2} = \frac{1,65}{10 \cdot 10^3} \text{ A} = 0,165 \text{ mA}$$

În sfârșit, din ecuațiile (3.10) și (3.11) poate fi calculată valoarea rezistenței R_1 :

$$R_1 = \frac{E_C - I_2 R_2}{I_1} = \frac{E_C - V_B}{I_2 + I_B} = \frac{10 - 1,65}{(165 + 20) \cdot 10^{-6}} = 0,0457 \cdot 10^6 \Omega = 45,7 \text{ k}\Omega$$

Având în vedere valorile standardizate ale rezistențelor de uz general, vom alege următoarele valori pentru cele patru rezistențe de polarizare ale tranzistorului: **$R_C = 2 \text{ k}\Omega$, $R_E = 500 \Omega$, $R_1 = 47 \text{ k}\Omega$ și $R_2 = 10 \text{ k}\Omega$.**

Ecuația (3.9) poate fi rescrisă în modul următor:

$$I_C = -\frac{U_{CE}}{R_c + R_E} + \frac{E_c}{R_c + R_E} \quad (3.13)$$

în care mărimile variabile sunt I_C și U_{CE} , celelalte fiind constante. Ea reprezintă ecuația **dreptei de sarcină în curent continuu** și va determina poziția punctului static de funcționare, așa după cum se poate vedea în fig.3.10. Din ea se poate observa că dacă tensiunea de alimentare și valorile rezistențelor de polarizare sunt constante, poziția punctului static de funcționare poate fi schimbată modificând mărimea curentului de bază. *Așadar, punctul static de funcționare al tranzistorului se mai poate defini ca fiind intersecția dintre dreapta de sarcină în curent continuu și caracteristica de ieșire corespunzătoare unui curent de bază prestabilit.*

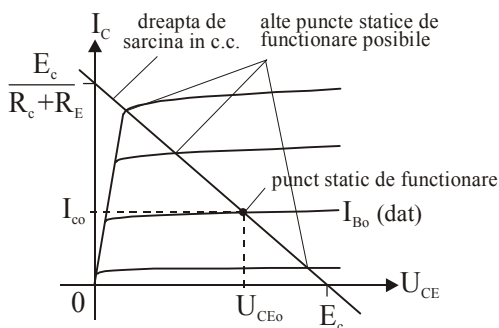


Fig.3.10

3.2.2 Stabilizarea termică a punctului static de funcționare

Conductibilitatea electrică a materialelor semiconductoare este puternic dependentă de temperatura mediului în care acestea lucrează. O variație de temperatură determină o variație relativă mult mai mare a densității de purtători minoritari decât variația relativă a densității de purtători majoritari. De aceea, în cazul tranzistorului bipolar, o creștere a temperaturii va determina o creștere relativă semnificativă a curentului rezidual (curent de purtători minoritari) prin joncțiunea bază colector, I_{CB0} . Conform relației (3.2) aceasta va determina creșterea curentului de colector care, la rândul ei va determina o creștere suplimentară a temperaturii joncțiunii, după care fenomenul se repetă ca o reacție în lanț, rezultând fenomenul de **ambalare termică**. Procesul poate fi sintetizat în următoarea diagramă:

$$T \nearrow \Rightarrow I_{CB0} \nearrow \Rightarrow I_C \nearrow \Rightarrow T \nearrow \Rightarrow I_{CB0} \nearrow \dots$$

Sigur că dacă temperatura ambiantă se va micșora fenomenul încetează. Aceste variații de temperatură vor determina și instabilitatea punctului static de funcționare, care este definit și de curentul de colector, I_C .

Pentru stabilizarea termică a punctului static de funcționare prezența rezistențelor R_E și R_2 în circuitul de polarizare a tranzistorului este obligatorie. Rolul lor în acest proces poate fi observat pe baza schemei simplificate prezentate în fig.3.11.

Prezența divizorului de tensiune în baza tranzistorului asigură un potențial relativ constant al bazei acestuia în raport cu masa, rezistențele fiind mult mai puțin sensibile la variațiile de temperatură decât semiconductorii. Neglijând contribuția curentului de bază, vom avea $I_C = I_E$. Aceasta înseamnă că o creștere a curentului de colector, datorată creșterii temperaturii, va determina o creștere asemănătoare a curentului de emitor și implicit o creștere a căderii de tensiune pe rezistența R_E . Deoarece potențialul bazei față de masă este constant, tensiunea pe joncțiunea emitor

va trebui să scadă. Scăderea lui U_{BE} va determina scăderea curentului de emitor, deci și a celui de colector și fenomenul se atenuează. Procesul poate fi sintetizat în următoarea diagramă:

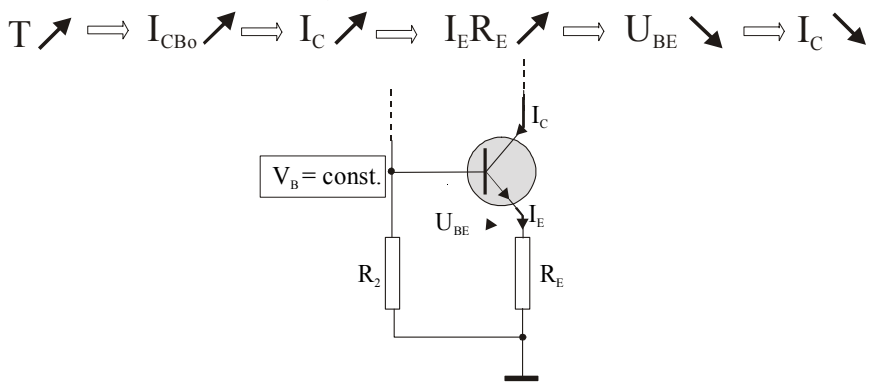


Fig.3.11

De fapt, prezența rezistenței R_E în circuitul de polarizare determină o reacție negativă în curent continuu. Ce este reacția în general și reacția negativă în particular vom vedea ceva mai târziu.

3.2.3 Polarizarea prin curentul de bază

Polarizarea joncțiunilor tranzistorului se poate realiza și fără divizor de tensiune în bază, folosindu-ne de existența curentului de bază. O astfel de schemă de polarizare este prezentată în fig.3.12

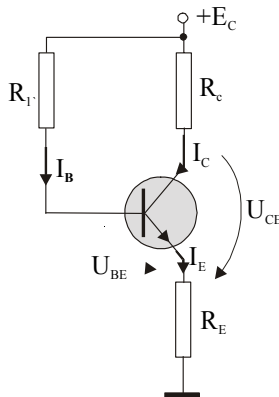


Fig.3.12

Din sistemul de ecuații (3.6) – (3.12), ecuațiile (3.10) și (3.12) vor fi înlocuite cu ecuația:

$$E_c = I_B R_1 + U_{BE} + I_E R_E \quad (3.14)$$

Deoarece curentul de bază este foarte mic (μA sau zeci de μA), valoarea rezistenței R_1 trebuie să fie de câteva sute de $k\Omega$ sau chiar $1 M\Omega$,

pentru a avea pe ea o cădere de tensiune care să asigure un potențial pe bază capabil să deschidă joncțiunea bază-emitor. **Avantajul** acestei modalități de polarizare este acela că, în absența rezistenței R_2 , impedanța de intrare este mai mare (în regim de variații rezistențele R_1 și R_2 apar conectate în paralel la masă – ne vom convinge de acest adevăr ceva mai târziu). **Dezavantajul** este o stabilitate mai mică la variațiile de temperatură datorită absenței rezistenței R_2 .

3.2.4 Importanța curentului de bază

În ecuațiile (3.9) – (3.12), scrise pentru schema de polarizare din fig.3.9, am neglijat curentul de bază, I_B , în raport cu cel de colector și cel de emitor. În multe situații practice erorile provocate de această aproximație sunt neglijabile. Dacă însă tranzistorul se află în conducție puternică, intensitatea curentului de bază ajunge la câteva zeci de μA și influența sa asupra punctului static de funcționare nu mai poate fi neglijată. Această afirmație poate demonstrată pe baza schemei concrete de polarizare cu divizor de tensiune în bază prezentată în fig.3.13.

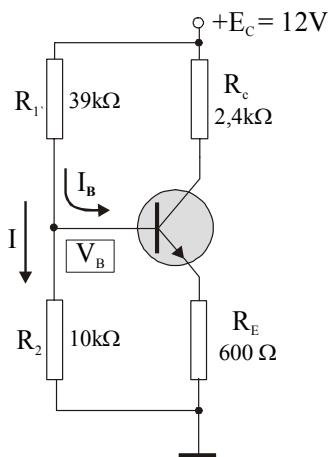


Fig.3.13

Dacă $I_B = 0$, atunci potențialul față de masă al bazei este:

$$V_B = E_c \frac{R_2}{R_1 + R_2} = 2,45V$$

Dacă $I_B = 5 \mu A$, atunci potențialul față de masă se va micșora cu:

$$\Delta V_B = I_B R_1 = 0,195V$$

o valoare care în primă aproximație poate fi neglijată.

Dacă $I_B = 50 \mu A$, atunci potențialul față de masă se va micșora cu:

$$\Delta V_B = I_B R_1 = 1,95V$$

o valoare care de data aceasta nu mai poate fi neglijată.

Rămâne deci la latitudinea proiectantului când poate neglija influența curentului de bază asupra punctului static de funcționare și când nu.

3.3 Regimul dinamic al tranzistorului bipolar

Am văzut că tranzistorul bipolar poate fi privit ca un cuadropol (vezi fig.3.5 pentru conexiunea emitor comun). În multe aplicații practice, la intrarea cuadropolului se aplică un semnal variabil în timp (în particular el poate fi și un semnal sinusoidal), tranzistorul fiind polarizat deja în curent continuu într-un punct de funcționare static. Astfel, peste potențialele statice (fixe) se vor suprapune și potențialele datorate câmpului variabil determinat de semnalul de intrare. Tranzistorul va fi supus simultan la două regimuri de funcționare: regimul static, pe care l-am analizat anterior și regimul dinamic.

Analiza regimului dinamic este o problemă complexă. Ea poate fi însă simplificată dacă facem următoarele presupuneri:

- *pe toată durata aplicării semnalului variabil la intrare, punctul de funcționare nu părăsește porțiunea de caracteristică de transfer corespunzătoare zonei active de funcționare (fig.3.7b).*
- *pe această porțiune caracteristica de transfer este liniară.*

Deci, modelul pe care-l vom prezenta în continuare este unul liniar.

În fig.3.14 este prezentat un tranzistor de tip npn în conexiune emitor comun, privit ca un cuadropol.

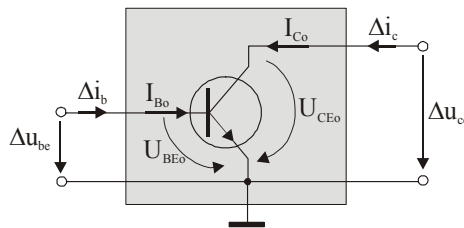


Fig.3.14

Presupunem că el a fost polarizat în curent continuu într-un punct static de funcționare aflat în zona activă, caracterizat de valorile: U_{BE0} , I_{B0} , U_{CE0} și I_{C0} . Presupunem de asemenea că la intrarea cuadropolului apare la un moment dat o variație a tensiunii dintre baza și emitorul tranzistorului, Δu_{be} , datorată semnalului aplicat. Sensul săgeții ne indică faptul ca la

momentul considerat potențialul variabil al bazei este mai mare decât cel al emitorului. Creșterea de potențial se adaugă potențialului static al bazei, ceea ce determină o creștere a curentului de bază cu valoarea Δi_b . Creșterea curentului de bază va determina creșterea curentului de colector cu valoarea Δi_c și variația corespunzătoare, Δu_{ce} , a tensiunii colector-emitor.

Vom considera, ca și în cazul definirii parametrilor statici, drept variabile independente curentul de bază și tensiunea colector-emitor, astfel încât vom avea funcțiile:

$$u_{be} = u_{be}(i_b, u_{ce}) \quad (3.15)$$

$$i_c = i_c(i_b, u_{ce}) \quad (3.16)$$

Diferențiind cele două funcții obținem:

$$\Delta u_{be} = \frac{\partial u_{be}}{\partial i_b} \Delta i_b + \frac{\partial u_{be}}{\partial u_{ce}} \Delta u_{ce} \quad (3.17)$$

$$\Delta i_c = \frac{\partial i_c}{\partial i_b} \Delta i_b + \frac{\partial i_c}{\partial u_{ce}} \Delta u_{ce} \quad (3.18)$$

Pe baza ecuațiilor (3.17) și (3.18) se definesc **parametrii h** , sau **parametrii hibrizi**, pentru regimul dinamic al tranzistorului bipolar:

$$h_{11} = \left. \frac{\partial u_{be}}{\partial i_b} \right|_{\Delta u_{ce}=0} \quad (3.19)$$

$$h_{12} = \left. \frac{\partial u_{be}}{\partial u_{ce}} \right|_{\Delta i_b=0} \quad (3.20)$$

$$h_{21} = \left. \frac{\partial i_c}{\partial i_b} \right|_{\Delta u_{ce}=0} \quad (3.21)$$

$$h_{22} = \left. \frac{\partial i_c}{\partial u_{ce}} \right|_{\Delta i_b=0} \quad (3.22)$$

Folosind acești parametrii, ecuațiile (3.17) și (3.18) devin:

$$\Delta u_{be} = h_{11} \Delta i_b + h_{12} \Delta u_{ce} \quad (3.23)$$

$$\Delta i_c = h_{21} \Delta i_b + h_{22} \Delta u_{ce} \quad (3.24)$$

Ecuția (3.23) are semnificația unei sume algebrice de tensiuni iar ecuația (3.24) a unei sume algebrice de curenți. Cele două ecuații reprezintă aplicarea legilor lui Kirchhoff pe intrarea, respectiv pe ieșirea cuadropolului – tranzistor. Pornind de la ele poate fi construită schema electrică echivalentă din fig.3.15.

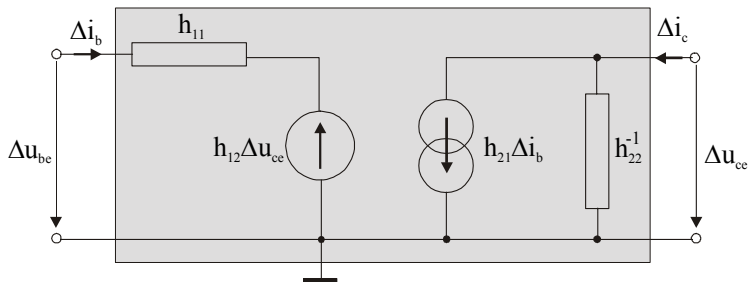


Fig.3.15

Analizând această schemă și cunoscând relațiile de definiție (3.19) – (3.22) a parametrilor hibridi, se pot stabili semnificațiile fizice ale acestora. Le menționăm în continuare, împreună cu ordinele lor de mărime:

- h_{11} – **impedanța de intrare** cu ieșirea în scurtcircuit, sute Ω - $k\Omega$
- h_{12} – **factorul de transfer invers în tensiune** cu intrarea în gol, 10^{-3} – 10^{-4}
- h_{21} – **factorul de amplificare dinamic în curent** cu ieșirea în scurt, 10^1 – 10^2
- h_{22} – **admitanța de ieșire** cu intrarea în gol, $h_{22}^{-1} \approx 10^5 \Omega$

Pentru a nu rămâne cu impresia că tot ce am văzut până acum este doar o teorie frumoasă, trebuie să menționăm faptul că parametrii h sunt mărimi caracteristice fiecărui tip de tranzistor și că ei sunt precizați în cataloage de către firmele producătoare. Cunoscând valorile lor concrete, pentru analizarea regimului dinamic al unui circuit care conține un tranzistor noi îl putem înlocui cu schema din fig.3.15 rezultând o schemă echivalentă a întregului circuit. Această schemă va conține doar elemente de circuit simple (surse de curent și tensiune, rezistențe, condensatori, bobine) a căror comportare o cunoaștem și putem face analiza teoretică a comportării circuitului.

3.4 Alte tipuri de tranzistori bipolari

3.4.1 Tiristorul (SCR – Silicon Controlled Rectifier)

Tiristorul este un dispozitiv multijoncțiune cu structura prezentată schematic în fig.3.16a. Simbolul folosit în scheme este prezentat în fig.3.16b. Structura

internă a tiristorului ne sugerează prezența a **două structuri complementare de tip tranzistor**, suprapuse astfel încât joncțiunile colectoră să fie comune. El are trei terminale numite anod, catod și poartă. Poarta este elementul de control al funcționării tiristorului. Ea poate fi polarizată sau nu.

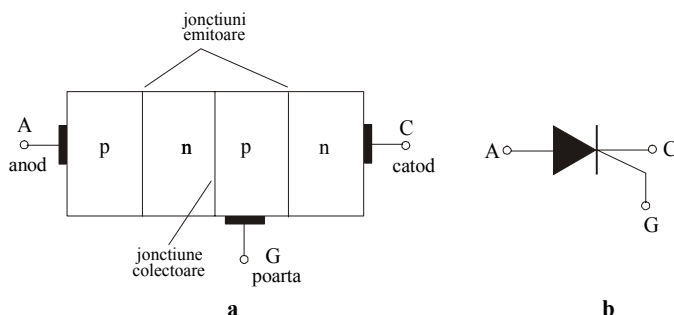


Fig.3.16

Dacă anodul este polarizat pozitiv față de catod iar poarta este nepolarizată, joncțiunile emitoare sunt polarizate direct iar joncțiunea colectoră este polarizată invers. Fiind polarizată invers, joncțiunea colectoră va prezenta o rezistență mare trecerii purtătorilor de sarcină, astfel încât pentru valori mici ale tensiunii dintre anod și catod, U_{AC} , curentul prin structura semiconductoare va fi foarte mic. Pe măsură ce crește tensiunea de polarizare U_{AC} , crește și tensiunea inversă pe joncțiunea colectoră și, la o anumită valoare a acesteia, începe **multiplicarea în avalanșă** a purtătorilor de sarcină. Aceasta are drept consecințe:

- scăderea rezistenței joncțiunii colectoră
- creșterea bruscă a curentului între anod și catod

Pentru ca această creștere să nu fie necontrolată și să ducă la distrugerea structurii, în circuitul de polarizare a tiristorului trebuie conectată o rezistență de limitare a curentului.

Tensiunea la care începe multiplicarea în avalanșă a purtătorilor de sarcină se numește **tensiune de străpungere**, U_{st} . Caracteristica volt-amperică a tiristorului fără polarizarea porții este prezentată în fig.3.17, curba continuă. Dacă pe poartă se aplică un potențial pozitiv față de catod cu scopul generării unui curent de poartă, tiristorul începe să conducă la tensiuni cu atât mai mici cu cât potențialul pozitiv al porții este mai mare. Caracteristicile volta-mperice vor urma traseele punctate din fig.3.17. Curentul de poartă este mult mai mic decât curentul dintre anod și catod, astfel încât cu un curent mic poate fi controlată apariția unui curent mare. Se poate deci concluziona că **tiristorul este un dispozitiv comandat în curent**.

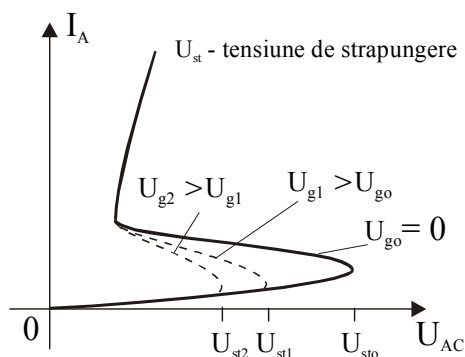


Fig.3.17

Străpungerea spațiului dintre anod și catod se mai numește **aprindere** sau **amorsare**, prin similitudine cu ceea ce se întâmplă într-un tub de descărcare cu gaz. După străpungere, potențialul porții nu mai are nici un efect asupra curentului prin tiristor iar poarta își pierde rolul de electrod de comandă. De aceea, pentru amorsare este suficient ca pe poartă să se aplice impulsuri scurte de tensiune. “Stingerea” tiristorului se poate face numai prin micșorarea tensiunii de polarizare U_{AC} sau prin inversarea polarității ei.

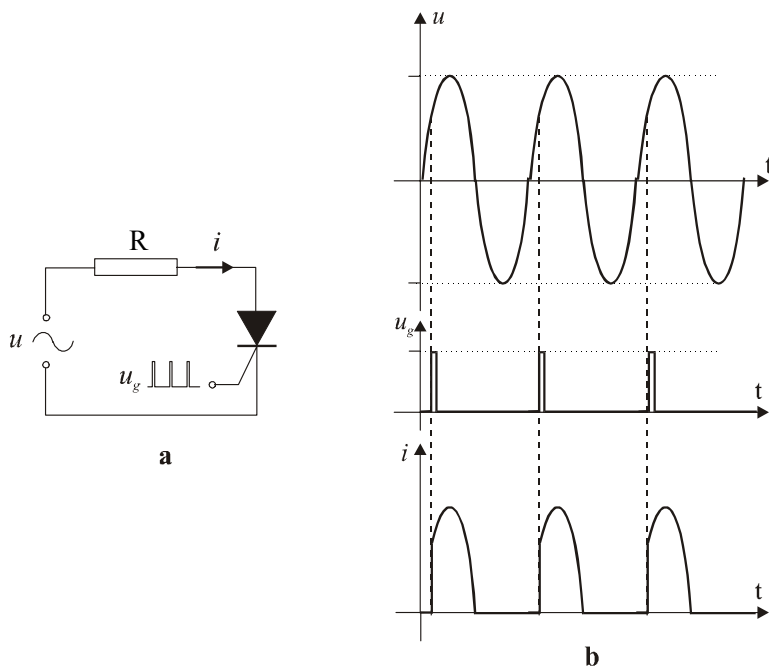


Fig.3.18

Una dintre aplicațiile cele mai frecvente ale tiristorului este **redresarea comandată**. În fig.3.18a este prezentată o schemă simplă pentru această aplicație. La intrarea circuitului se aplică o tensiune alternativă periodică, u , a cărei amplitudine este mai mică decât tensiunea de străpungeră. Pe poartă se aplică impulsuri pozitive, u_c , cu aceeași perioadă ca și a semnalului comandat. Dacă în momentele aplicării impulsurilor există corelația corespunzătoare între mărimea tensiunii comandate și amplitudinea impulsului de comandă, tiristorul se va deschide și prin circuit va începe să circule curentul i care urmărește forma tensiunii u (admitem faptul ca nu avem elemente reactive care să producă defazaj). La schimbarea polarității tensiunii de intrare curentul se va “stinge”. Apoi, procesul se repetă periodic. Formele de undă ale celor trei semnale sunt prezentate în fig.3.18b. Curentul prin circuit va avea forma unui semnal redresat monoalternată cu un factor de umplere sub 50%. Mărimea factorului de umplere poate fi modificată atât prin modificarea defazajului dintre semnalul de comandă și semnalul redresat cât și a amplitudinii sale, astfel încât în momentul aplicării unui impuls de aprindere să fie îndeplinită condiția de amorsare.

O structură semiconductoră similară cu a tiristorului dar fără electrodul de comandă (poartă) se numește **dinistor** sau **diodă de comutație** (Shockley). Dioda de comutație intră în stare de conducție numai sub acțiunea semnalului aplicat între anod și catod. Trecerea ei din stare de blocare în stare de conducție și invers se face foarte rapid.

3.4.2 Triacul

În multe aplicații este nevoie de comanda bilaterală a unui semnal alternativ, atât în alternanța pozitivă cât și în alternanța negativă. Pentru aceasta este nevoie de un dispozitiv asemănător tiristorului dar care să poată intra în conducție în ambele sensuri. Acesta poate fi realizat din două structuri antiparalele de tip tiristor. Un astfel de dispozitiv se numește **triac**.

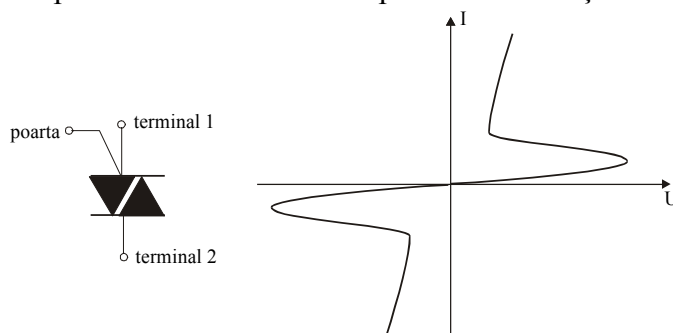


Fig.3.19

Simbolul unui triac și caracteristica sa volt-amperică sunt prezentate în fig.3.19. Datorită simetriei dispozitivului comanda se poate face cu orice fel de polaritate a impulsurilor aplicate pe poartă. Curentul injectat în poartă modifică caracteristica volt-amperică la fel ca la tiristor.

O structură de tip triac fără poartă se numește **diac**. Intrarea sa în stare de conducție într-un sens sau altul este determinată doar de nivelul și polaritatea tensiunii aplicate între cele două terminale ale sale. Diacul poate fi folosit la comanda “aprinderii” triacurilor. Una din schemele folosite în acest scop este prezentată în fig.3.20.

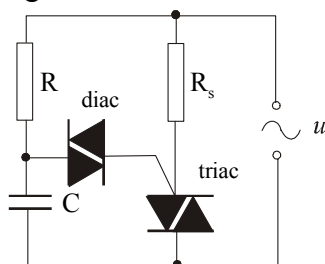


Fig.3.20

Condensatorul C se poate încărca prin rezistența R cu ambele polarități. Când tensiunea pe el atinge valoarea necesară realizării străpunerii diacului, acesta va injecta curent în poarta triacului care va intra la rândul său în stare de conducție.

3.4.3 Tranzistorul Schottky

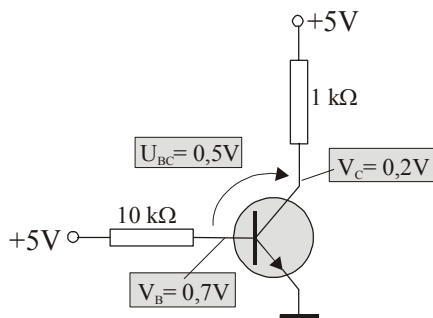


Fig.3.21

La analiza regimurilor de funcționare ale tranzistorului bipolar (vezi și fig.3.7) am constatat că dacă el se află în stare de saturație atunci $U_{BE} \cong 0,7V$ iar $U_{CE} \leq 0,2V$. Această situație este prezentată în fig.3.21 în care sunt notate potențialele față de emitor ale bazei și colectorului

tranzistorului. Se poate observa imediat că joncțiunea bază-colector este polarizată direct cu o tensiune cel puțin egală cu 0,5V.

Să ne amintim că în starea de blocare a tranzistorului, joncțiunea bază-colector este polarizată invers. Când tranzistorul lucrează în regim de comutație el trebuie să treacă cât mai rapid posibil dintr-o stare în alta (blocat – saturat – blocat - ...). La trecerea tranzistorului din starea de saturație în starea de blocare, electronii din bază, unde sunt purtători minoritari, trebuie readuși în colector, unde sunt majoritari, iar golurile din colector trebuie readuse în bază. Procesul de redistribuire a sarcinilor în vecinătatea joncțiunii nu se poate face instantaneu. Timpul necesar trecerii dintr-o stare în alta se numește **timp de comutație** și este de dorit ca el să fie cât mai mic posibil. Cu cât tensiunea de polarizare directă a joncțiunii bază-colector în regim de saturație este mai mică, cu atât numărul de purtători de sarcină care trebuie redistribuiți este mai mic și timpul de comutație se va micșora. Micșorarea tensiunii de polarizare directă a joncțiunii bază-colector se poate face dacă între bază și colector se realizează o **structură semiconductoare de tip diodă Schottky**.

Un tranzistor cu o astfel de structură este tranzistorul Schottky (fig.3.22). Prezența diodei Schottky nu va permite creșterea tensiunii de polarizare directă a joncțiunii bază-colector în regim de saturație peste 0,35V, astfel încât timpul de comutație din starea de saturație în starea de blocare se va micșora considerabil iar viteza de comutație va crește.

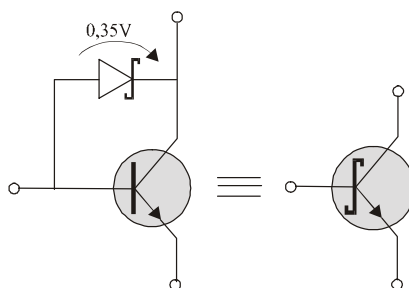


Fig.3.22

3.4.4 Fototranzistorul

Principiul de funcționare a unui fototranzistor se bazează pe *efectul fotoelectric intern*: generarea de perechi electron-gol într-un semiconductor sub acțiunea unei radiații electromagnetice cu lungimea de undă în domeniul vizibil sau ultraviolet. Dacă semiconductorul este supus unei diferențe de potențial, atunci el va fi parcurs de un curent a cărui intensitate va depinde de mărimea fluxului luminos incident. Intensitatea lui poate fi

mărită prin utilizarea proprietății structurii de tranzistor de a amplifica curentul.

Fototranzistorul (fig.3.23a) este un tranzistor cu regiunea joncțiunii emitor-bază expusă iluminării, astfel încât rolul diferenței de potențial dintre bază și emitor este jucat de fluxul luminos incident pe joncțiunea emitoare. Generarea de perechi electron-gol contribuie la micșorarea barierei de potențial a joncțiunii și deschiderea ei mai mult sau mai puțin, în funcție de numărul de fotoni incidenti. Terminalul bazei poate lipsi sau, dacă există, el permite un control suplimentar al curentului de colector.

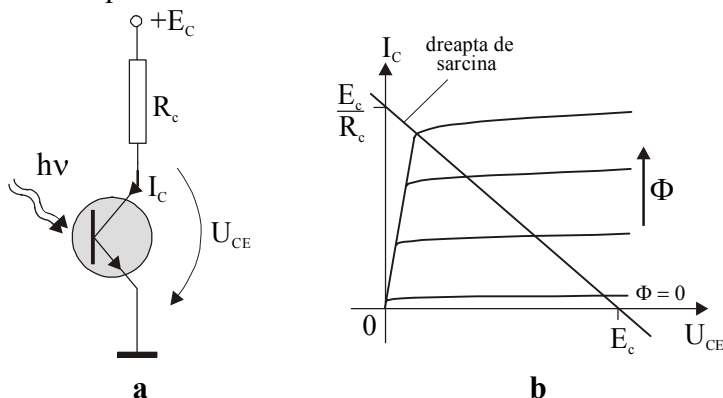


Fig.3.23

Caracteristicile de ieșire ale unui fototranzistor sunt similare cu cele ale unui tranzistor obișnuit, cu deosebirea că, în locul parametrului I_B apare iluminarea sau fluxul luminos (fig.3.23b).

4 AMPLIFICAREA

Una dintre funcțiile cele mai importante ale tranzistorului este cea de amplificare. Dispozitivul capabil să amplifice tensiunea, curentul sau puterea este un amplificator. El conține cel puțin un element activ de circuit care realizează funcția de amplificare. Tranzistorul poate fi folosit atât pentru amplificarea curentului continuu cât și pentru amplificarea semnalelor variabile în timp.

4.1 Amplificarea curentului continuu

După cum am arătat în capitolul referitor la structura și caracteristicile tranzistorului bipolar, între curentul static de colector și cel de bază există relația: $I_C \cong \beta I_B$. Deoarece pentru majoritatea tranzistorilor că β este de ordinul 10^2 , rezultă o amplificare considerabilă a curentului care traversează structura de tranzistor între emitor și colector.

Atât în curent alternativ cât și în curent continuu, pentru obținerea unei amplificări cât mai mari se conectează în cascadă două sau mai multe etaje de amplificare. În curent alternativ cuplajul dintre etaje este de cele mai multe ori capacitiv sau inductiv iar în curent continuu **cuplajul este direct**.

În curent continuu, pentru obținerea unui factor de amplificare mai mare se folosesc cu succes **tranzistorii compuși**. Pe lângă factorul de amplificare ridicat, tranzistorii compuși au și o rezistență de intrare mai mare decât un singur tranzistor. Cele mai utilizate combinații de tranzistori pentru obținerea unui factor de amplificare mare în curent continuu sunt combinația Darlington și combinația super-G.

Tranzistorul compus **Darlington** este prezentat în fig.4.1.

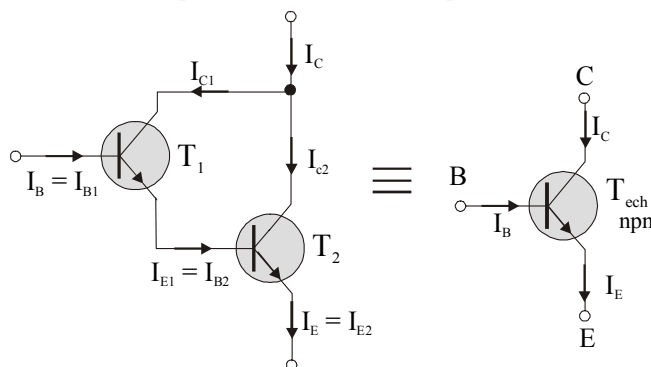


Fig.4.1

El este alcătuit din doi tranzistori de tip npn, factorul de amplificare al tranzistorului compus fiind:

$$\beta_{ech} = \frac{I_C}{I_B} \quad (4.1)$$

Pe baza schemei de conexiune a celor doi tranzistori se pot scrie următoarele relații între curenți:

$$I_B = I_{B1} \quad (4.2)$$

$$I_C = I_{C1} + I_{C2} \quad (4.3)$$

$$I_{C1} = \beta_1 I_{B1} \quad (4.4)$$

$$I_{C2} = \beta_2 I_{B2} = \beta_2 I_{E1} = \beta_2 (I_{B1} + I_{C1}) = \beta_2 (I_{B1} + \beta_1 I_{B1}) \quad (4.5)$$

Înlocuind relațiile (4.2) – (4.5) în relația (4.1) se obține expresia factorului de amplificare în curent continuu al tranzistorului compus Darlington:

$$\boxed{\beta_{ech} = \beta_1 + \beta_2 + \beta_1 \beta_2} \quad (4.6)$$

care este cel puțin egal cu produsul factorilor de amplificare în curent continuu ai celor doi tranzistori componenți.

Tranzistorul compus se comportă în circuit ca un tranzistor de tip npn cu factorul de amplificare în curent continuu egal cu β_{ech} .

Tranzistorul compus **super-G** este o combinație de doi tranzistori complementari, pnp și npn, conectați ca în fig.4.2. Această combinație se comportă ca un tranzistor npn cu factorul de amplificare static având expresia (4.1).

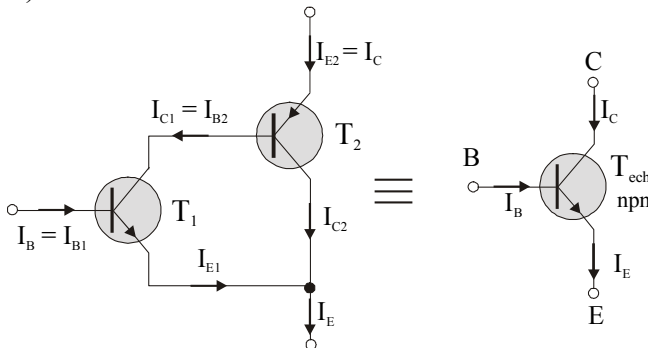


Fig.4.2

Procedând în mod asemănător cazului precedent se obțin relațiile:

$$I_C = I_{E2} = I_{B2} + I_{C2} = I_{C1}(1 + \beta_2) \quad (4.7)$$

$$I_{C1} = \beta_1 I_{B1} \quad (4.8)$$

$$I_B = I_{B1} \quad (4.9)$$

Înlocuind relațiile (4.7) – (4.9) în relația (4.1) obținem expresia factorului de amplificare în curent continuu al tranzistorului compus super-G:

$$\boxed{\beta_{ech} = \beta_1 + \beta_1 \beta_2} \quad (4.10)$$

4.2 Amplificarea semnalelor variabile

Amplificarea unui semnal variabil înseamnă și o creștere a energiei pe acesta “transportă”. Această creștere este realizată pe seama consumului de energie de curent continuu furnizată de sursa de alimentare a circuitului de amplificare. Sau, altfel spus, elementul activ convertește energia de curent continuu în energie de curent alternativ.

4.2.1 Clasa de funcționare

Una dintre cele mai folosite conexiuni pentru amplificarea semnalelor variabile (în particular a celor armonice) este conexiunea emitor comun. Vom vedea ceva mai târziu că prin completarea cu câteva elemente de circuit a schemei de polarizare în curent continuu prezentată în fig.3.9 se obține o schemă de amplificare semnalelor variabile în timp. Semnalul pe care dorim să-l amplificăm se aplică între baza tranzistorului și borna de masă. În funcție de relația dintre amplitudinea semnalului variabil și poziția punctului static de funcționare al tranzistorului pot exista mai multe clase de funcționare a amplificatoarelor de semnale variabile. Pentru a le explica, ne vom folosi de caracteristica de transfer în tensiune prezentată în fig.3.8. Caracteristica de transfer a fost liniarizată pe cele trei porțiuni pentru a înțelege mai ușor influența poziției punctului static de funcționare asupra formei semnalului de ieșire.

Presupunem că pe baza tranzistorului aplicăm unui semnal sinusoidal mic, u_{be} . O variație Δu_{be} a acestuia va determina o variație Δu_{ce} , a tensiunii dintre colector și emitor care se va suprapune peste tensiunea de polarizare statică (continuă). Modul în care variază aceasta depinde de poziția punctului static de funcționare, M, pe caracteristica de transfer. În fig.4.3 sunt prezentate cele patru situații posibile pe baza cărora se definesc clasele de funcționare.

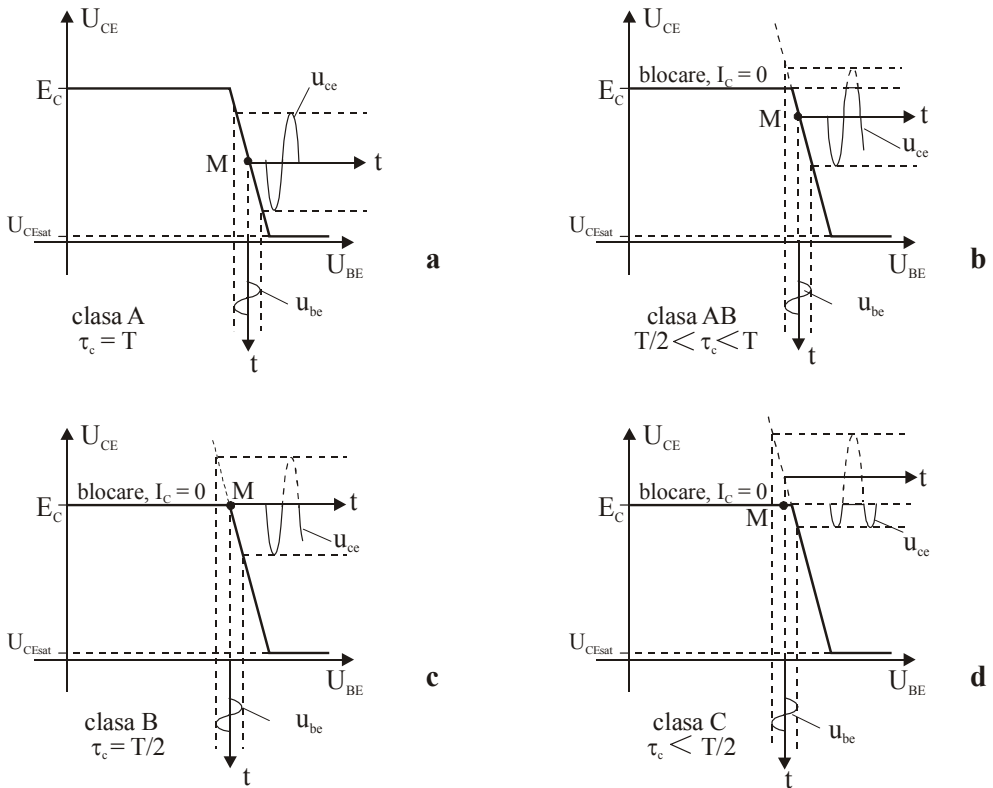


Fig.4.3

Clasa de funcționare se definește în funcție de intervalul de timp, τ_c , dintr-o perioadă T a semnalului care este amplificat în care elementul activ (tranzistorul) se află în stare de conducție.

Astfel, se definesc patru clase de funcționare:

- **clasa A**, $\tau_c = T$, tranzistorul se află tot timpul în stare de conducție în zona activă (fig.4.3a).
- **clasa AB**, $T/2 < \tau_c < T$, un interval mai mic decât o jumătate de perioadă tranzistorul este blocat și $I_C = 0$. Semnalul de ieșire nu va mai fi sinusoidal (fig.4.3b).
- **clasa B**, $\tau_c = T/2$, o jumătate de perioadă tranzistorul lucrează în zona activă și o jumătate de perioadă este blocat. Semnalul de ieșire arată ca un semnal redresat monoalternanță dar este amplificat (fig.4.3c).
- **clasa C**, $\tau_c < T/2$, tranzistorul lucrează în zona activă mai puțin decât o jumătate de perioadă a semnalului aplicat la intrare. La

ieșire el are aspectul unor vârfuri de sinusoidă (fig.4.3d). Această clasă de funcționare este folosită în amplificatoarele de putere care au ca sarcină un circuit rezonant LC sau la oscilatoarele de radiofrecvență.

În fig.4.3 am păstrat aceeași amplitudine a semnalului de intrare pentru a exemplifica toate clasele de funcționare. Din analiza formelor de undă ale semnalelor de ieșire se poate observa că doar în clasă A forma semnalului de ieșire este aceeași cu cea a semnalului de intrare. În celelalte clase de funcționare, în intervalul de timp în care tranzistorul este blocat curentul de colector este nul și tensiunea de ieșire este limitată la valoarea E_c . Ce se întâmplă însă dacă amplificatorul funcționează în clasă A dar mărim amplitudinea semnalului de intrare? Răspunsul îl găsim în reprezentarea grafică din fig.4.4.

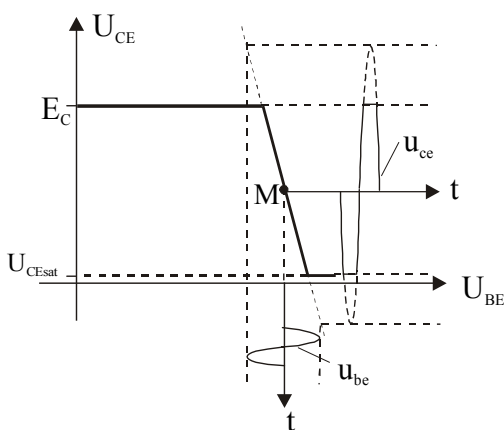


Fig.4.4

Pentru amplitudini mari ale semnalului de intrare tranzistorul poate ieși din zona activă de funcționare. În alternanța pozitivă el trece în regim de saturație iar în alternanța negativă în regim de blocare, astfel încât semnalul de ieșire este unul cu aspect de sinusoidă cu vârfurile retezate.

În general, deformarea semnalului de ieșire depinde atât de amplitudinea semnalului de intrare cât și de poziția punctului static de funcționare pe caracteristica de transfer. Ea se datorează neliniarității caracteristicii de transfer. Doar pentru nivele mici ale semnalului de intrare între amplitudinea semnalului de ieșire și amplitudinea semnalului de intrare se poate stabili o relație liniară, de directă proporționalitate. De aceea modelul liniar cu parametri hibrizi (vezi capitolul precedent) este **un model de semnal mic**.

4.2.2 Parametrii amplificatoarelor

Cei mai importanți parametri caracteristici ai amplificatoarelor sunt: **factorul de amplificare**, **banda de trecere** (sau de **frecvențe**) și **gama dinamică**. Factorul de amplificare se definește ca și în cazul unui cuadropol (vezi Cap.1) astfel încât nu vom mai reveni asupra definiției lui.

Nu există nici un amplificator care să amplifice în egală măsură semnalele electrice pe întreg domeniul lor frecvență: audiofrecvență, radiofrecvență, foarte înaltă frecvență și ultraînaltă frecvență. Orice amplificator are o caracteristică de frecvență care poate fi reprezentată grafic ca dependență a factorului de amplificare de frecvența semnalului amplificat. Pentru majoritatea amplificatoarelor, într-o reprezentare calitativă, caracteristica de frecvență are aspectul grafic prezentat în fig.4.5. Se poate observa existența unui domeniu de frecvențe în care amplificarea este maximă și aproape constantă (A_{uo}), în timp ce la frecvențe mici și mari amplificarea semnalelor scade.

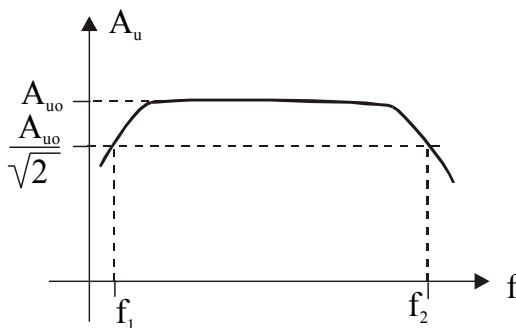


Fig.4.5

Se definește **banda de trecere** (sau **banda de frecvențe**) a unui amplificator, ca fiind diferența dintre frecvențele la care factorul de amplificare scade la $1/\sqrt{2}$ (-3dB) din valoarea sa maximă. Conform figurii 4.5:

$$B_{3dB} = f_2 - f_1 \quad (4.11)$$

La frecvențe înalte banda de trecere este limitată de capacitățile interne ale elementului activ dar și de capacitățile parazite ale montajului propriu-zis (de regulă efectul lor cumulat este de ordinul zecilor de pF). Ele au un efect de șuntare a intrării și ieșirii amplificatorului la frecvențe înalte. La frecvențe joase ea este limitată de capacitățile condensatoarelor de separare a semnalului variabil de cel continuu care “mănâncă” o parte din semnalul util. Noțiunile de frecvențe înalte sau joase au un caracter relativ. Ele se raportează la domeniul de frecvențe în care amplificarea este maximă.

Caracteristica amplificare-frecvență poate fi reprezentată și sub formă normalizată: $\frac{A_u}{A_{uo}} = \frac{A_u}{A_{uo}}(f)$. O astfel de reprezentare poartă denumirea de diagramă Bode.

Între semnalul de ieșire și cel de intrare poate să apară un defazaj datorat efectului elementelor reactive din circuitul de amplificare. Acest defazaj (φ) depinde de frecvența semnalului de intrare și al poate fi reprezentat grafic sub forma $\varphi = \varphi(f)$ sau sub forma unei diagrame Bode, $\frac{\varphi}{\varphi_o} = \frac{\varphi}{\varphi_o}(f)$, unde φ_o este defazajul dintre semnalul de ieșire și cel de intrare la mijlocul benzii de frecvențe.

Mărimea factorului de amplificare depinde însă și de mărimea (amplitudinea) semnalului de intrare. La prima vedere am fi tentați să credem că un amplificator cu $A_u = 100$ la frecvența de 1kHz, va avea la ieșire un semnal de 100μV dacă semnalul de intrare are 1μV, 100mV dacă semnalul de intrare este de 1mV și 100V dacă semnalul de intrare este 1V. Practic vom constata că numai cea de a doua afirmație este adevărată. Pentru nivele mici și mari ale semnalului de intrare factorul de amplificare va fi mai mic de 100 și între tensiunea de ieșire și cea de intrare nu mai este o relație de directă proporționalitate (fig.4.6).

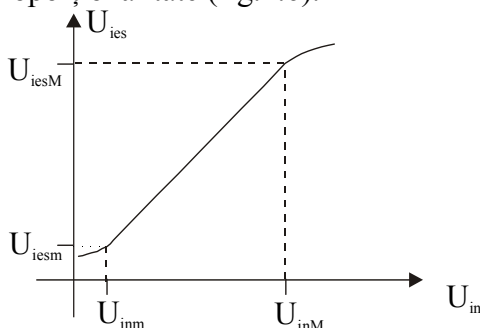


Fig.4.6

Explicația acestui fenomen este simplă. Pentru nivele foarte mici ale semnalului de intrare, factorul de amplificare scade datorită influenței zgomotelor din circuit care devin comparabile ca nivel cu nivelul semnalului de intrare. La un moment dat este posibil ca semnalul util să fie chiar “îneecat” în zgomot. Pentru nivele mari ale semnalului de intrare, factorul de amplificare scade datorită neliniarității caracteristicii de transfer a elementului activ. El poate fi limitat atât superior cât și inferior datorită intrării elementului activ în stare de blocare sau de saturare (vezi și fig.4.4). Astfel, forma de undă a semnalului de ieșire apare deformată față de forma

de undă a semnalului de intrare. Este imposibil ca amplitudinea semnalului de ieșire să fie mai mare decât tensiunea de alimentare a amplificatorului, indiferent cât de mare este amplitudinea semnalului de intrare.

Pornind de la cele arătate mai sus, pe baza reprezentării grafice din fig.4.6 se definește **gama dinamică** a unui amplificator, exprimată în decibeli:

$$D_{dB} = 20 \log \frac{U_{iesM}}{U_{iesm}} = 20 \log \frac{U_{inM}}{U_{inm}} \quad (4.12)$$

unde valorile minime și maxime ale tensiunilor de ieșire și intrare delimitează porțiunea liniară a reprezentării grafice. În interiorul gamei dinamice, între tensiunea de ieșire și cea de intrare este o relație de directă proporționalitate și forma de undă a semnalului de ieșire este similară formei de undă a semnalului de intrare. Altfel spus, în interiorul gamei dinamice, dacă semnalul de intrare este pur sinusoidal și semnalul de ieșire va fi pur sinusoidal.

4.2.3 Amplificatorul conexiune emitor comun

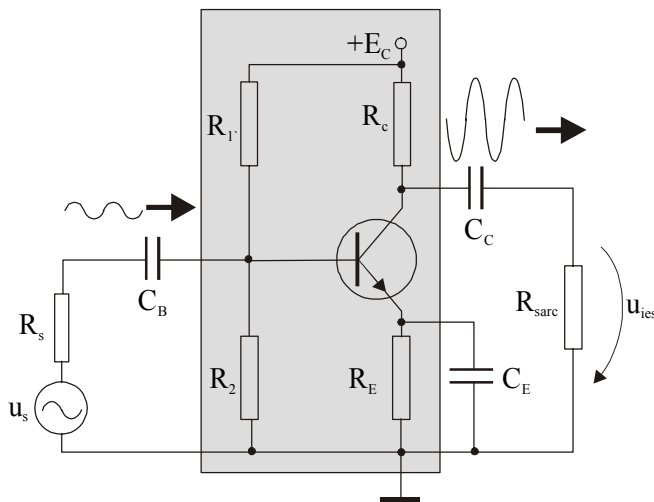


Fig.4.7

Un amplificator cu tranzistor bipolar conexiune emitor comun se construiește foarte ușor pornind de la schema de polarizare în curent continuu cu divizor de tensiune în bază (fig.3.8). Valorile rezistențelor de polarizare se calculează în funcție de parametrii tranzistorului folosit și de clasa de funcționare dorită. Dacă dorim amplificarea unor semnale mici sinusoidale, care la ieșire să fie tot sinusoidale, punctul static de funcționare

se va alege astfel încât amplificatorul să lucreze în clasă A. Schema de polarizare în curent continuu se completează cu câțiva condensatori de cuplaj (fig.4.7). Din start trebuie făcută următoarea precizare: tranzistorul va fi supus simultan acțiunii a două semnale, semnalul continuu (static) care stabilește punctul static de funcționare și semnalul variabil în timp (dinamic) care va fi amplificat. De aceea se poate vorbi despre două regimuri de funcționare, **regimul static**, analizat în capitolul precedent și **regimul dinamic**, de care ne vom ocupa în continuare.

Semnalul pe care dorim să-l amplificăm (furnizat de sursa de tensiune u_s cu rezistența internă R_s) se aplică prin intermediul condensatorului C_b pe baza tranzistorului. Condensatorul trebuie să lase semnalul să treacă practic neatenuat spre tranzistor și, în același timp, să blocheze curentul continuu de polarizare statică care "curge" prin R_I , astfel încât el să nu se îndrepte și spre sursa de semnal. Capacitatea sa se alege astfel încât, la frecvența semnalului amplificat, el să prezinte o reactanță neglijabilă față de celelalte elemente din schemă și practic să poată fi considerat un scurtcircuit la această frecvență.

Semnalul de ieșire este luat de pe colectorul tranzistorului (borna caldă) prin intermediul condensatorului C_c care trebuie să permită semnalului amplificat să treacă nestingherit spre sarcina amplificatorului (aici R_{sarc}) și să nu permită componentei continue a curentului de colector să treacă prin aceasta. Valoarea sa se alege astfel încât $\frac{1}{\omega C_c} \ll R_{sarc}$. Dacă un

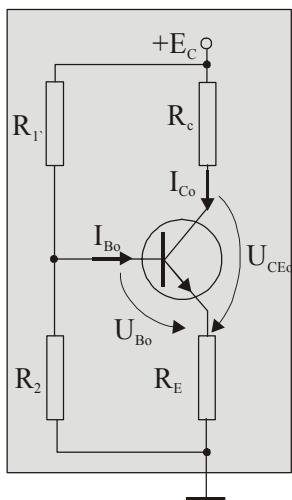
curent continuu ar trece prin rezistența de sarcină, acesta ar transla tensiunea de ieșire înspre valori pozitive cu o tensiune egală cu căderea de tensiune continuă pe rezistența de sarcină, determinând și un consum suplimentar de energie de la sursa de alimentare.

Am văzut că rezistența din emitorul tranzistorului, R_E are în primul rând rolul de stabilizare a punctului static de funcționare la variațiile de temperatură. Deci prezența ei este aproape obligatorie. Pe de altă parte, dacă componenta variabilă a curentului care trece prin tranzistor trece și prin R_E , atunci o parte din energia acesteia se consumă pe această rezistență și nivelul semnalului de ieșire va fi mai mic. Pentru a evita acest neajuns, în paralel cu R_E se conectează un condensator de decuplare, C_E , cu o astfel de capacitate încât $\frac{1}{\omega C_E} \ll R_E$. Dacă această condiție este satisfăcută,

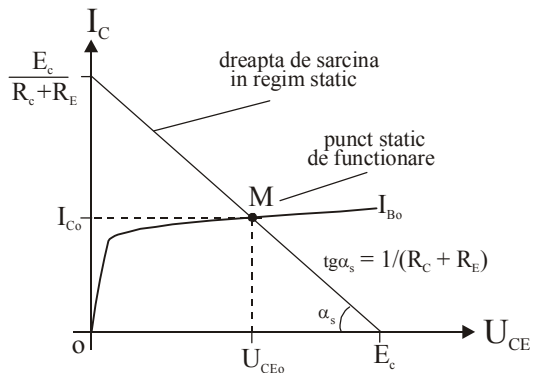
condensatorul C_E va reprezenta un scurtcircuit spre borna de masă pentru componenta variabilă a curentului de emitor. Astfel, din punct de vedere al semnalului variabil în timp, emitorul tranzistorului are potențialul masei. De aceea se mai spune despre acest tip de amplificator ca lucrează cu **emitorul**

la masă. Este evident că pentru componenta continuă a curentului de emitor, condensatorul C_E va fi echivalent cu o întrerupere, astfel încât aceasta va trece spre borna de masă doar prin R_E .

Având în vedere aceste precizări, este clar că amplificatorul se comportă în mod diferit față de cele două tipuri de semnale: semnalul continuu, static și semnalul variabil în timp, care trebuie amplificat. În regim static, de curent continuu, toți condensatorii pot fi înlocuiți cu câte o întrerupere a ramurii în care se află ($\omega = 0$, $1/\omega C \rightarrow \infty$), astfel încât schema amplificatorului se reduce la cea din fig.4.8a. Ea nu este altceva decât schema de polarizare în curent continuu a tranzistorului bipolar cu care se stabilește poziția punctului static de funcționare, M (fig.4.8b). El se află la intersecția dintre dreapta de sarcină în regim static și caracteristica volt-amperică de ieșire, corespunzătoare curentului de bază I_{Bo} .



a



b

Fig.4.8

În regim dinamic, la frecvența pentru care amplificatorul a fost proiectat să aibă o amplificare maximă, fiecare condensator poate fi înlocuit cu un scurtcircuit. De asemenea, deoarece $E_c = \text{const.}$, $\Delta E_c = 0$ și, în regim de variații, sursa de alimentare în curent continuu poate fi înlocuită cu un scurtcircuit. Astfel, schema echivalentă în regim dinamic a amplificatorului va fi cea din fig.4.9a. Pentru simplitate, am considerat că rezistența de sarcină este mult mai mare decât R_c . Dacă această aproximație nu poate fi făcută, în schema din fig.4.9a, în locul lui R_c va apare rezistența echivalentă a acesteia conectată în paralel cu R_{sarc} .

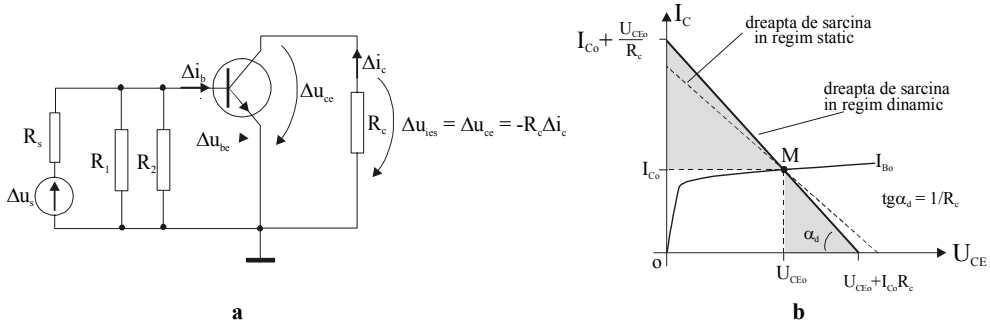


Fig.4.9

Se vede că între variația curentului de colector și variația tensiunii dintre colector și emitor se poate stabili dependența $\Delta i_c = -\frac{\Delta u_{ce}}{R_c}$, care

reprezintă o dreaptă cu panta $tg \alpha_d = -\frac{1}{R_c}$. Aceasta este *dreapta de sarcină*

în regim dinamic și ea trece prin punctul static de funcționare, M (fig.4.9b). În regim dinamic, punctul de funcționare al tranzistorului se va “plimba” pe această dreaptă de sarcină, de o parte și de alta a punctului static de funcționare. Punctele de intersecție cu cele două axe de coordonate se pot determina foarte simplu din cele două triunghiuri hașurate, cunoscând câte o catetă și unghiul α_d .

Mecanismul prin care elementului activ (tranzistorul) amplifică semnalul se poate înțelege pe baza analizei grafice din fig.4.10. Admitem că punctul static de funcționare a fost stabilit în M și că pe baza tranzistorului aplicăm un semnal mic, sinusoidal, pe care l-am notat cu u_{be} . O variație Δu_{be} a tensiunii dintre baza și colectorul tranzistorului va determina o variație Δi_b a curentului de bază, care, conform relațiilor de definire a parametrilor hibridi va fi:

$$\Delta i_b = \frac{\Delta u_{be}}{h_{11}} \quad (4.13)$$

Variația curentului de bază va fi amplificată, determinând o variație a curentului de colector care, știind că admitanța de ieșire este foarte mică ($h_{22} \approx 10^{-5} \Omega^{-1}$), poate fi aproximată cu:

$$\Delta i_c \cong h_{21} \frac{\Delta u_{be}}{h_{11}} \quad (4.14)$$

Această variație a curentului de colector va determina “plimbarea” punctului static de funcționare pe dreapta de sarcină în regim dinamic, între punctele P și Q cu o frecvență egală cu frecvența semnalului de intrare.

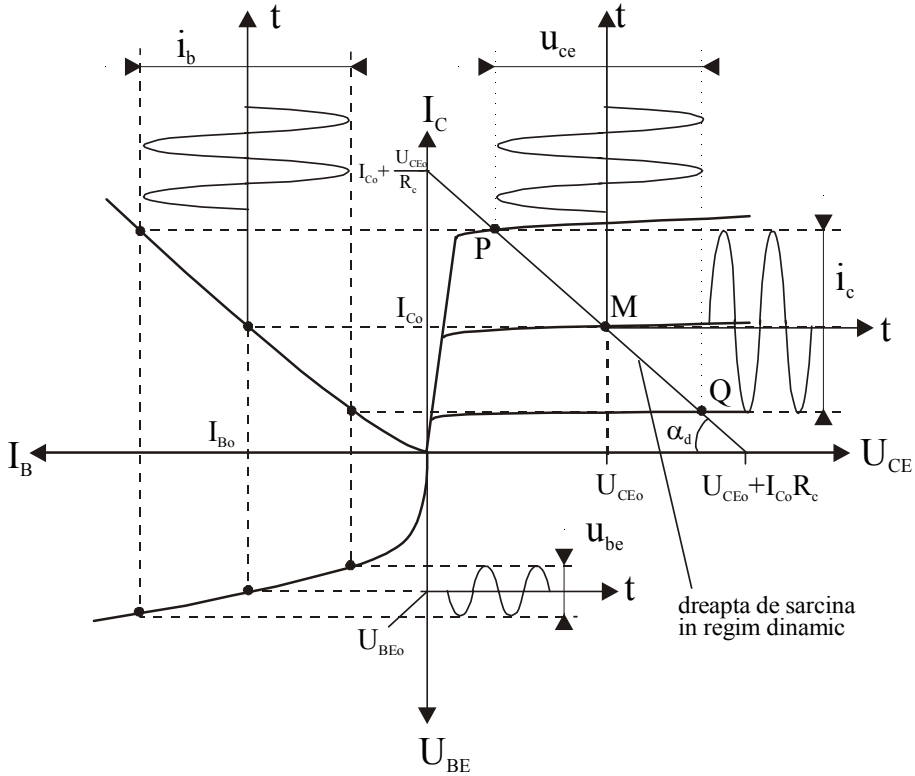


Fig.4.10

După cum se poate observa atât din această analiză grafică cât și din comportarea amplificatorului în regim dinamic (fig.4.9), tensiunea dintre colector și emitor (care este și tensiune de ieșire) este în antifază cu tensiunea de intrare în tranzistor, u_{be} . Astfel, variația tensiunii de ieșire poate fi exprimată cu relația:

$$\Delta u_{ies} \cong -R_c \frac{h_{21}}{h_{11}} \Delta u_{be} \quad (4.15)$$

Din relația precedentă se poate exprima amplificarea datorată tranzistorului;

$$A_{uT} \cong -\frac{h_{21}}{h_{11}} R_c \quad (4.16)$$

O analiză mai detaliată a funcționării amplificatorului se poate face construind schema echivalentă la variații a amplificatorului. Pentru aceasta facem următoarele precizări:

- tranzistorul se înlocuiește cu schema sa echivalentă cu parametrii hibridi din fig.3.15 în care se poate neglija efectul sursei $h_{12}\Delta u_{ce}$ pentru că tensiunea furnizată de ea este foarte mică
- din punct de vedere al variațiilor borna de alimentare cu tensiune continuă este conectată la masă
- în domeniul de frecvențe în care amplificarea este maximă se pot neglija efectele tuturor capacităților

Se obține astfel schema echivalentă din fig.4.11.

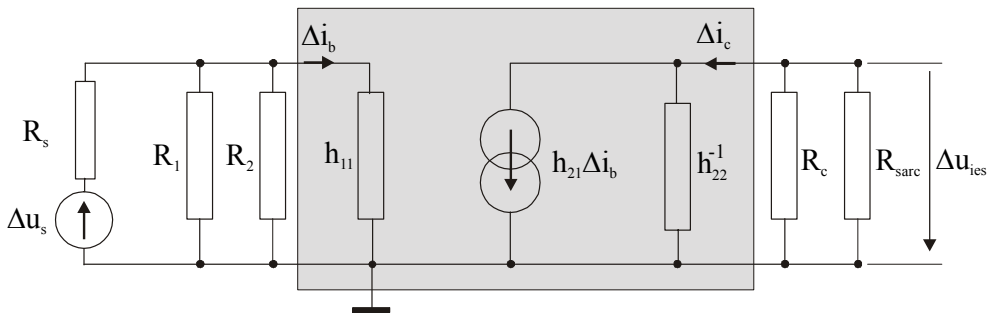


Fig.4.11

Scopul nostru este să găsim o expresie utilă pentru factorul de amplificare, expresie pe baza căreia să putem proiecta un amplificator real. Având în vedere valorile rezistențelor R_1 și R_2 (le-am văzut la polarizarea în curent continuu) și a impedanței de intrare h_{11} a tranzistorului se poate aprecia că $\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \gg h_{11}$. Astfel, variația curentului de bază va fi:

$$\Delta i_b = \frac{\Delta u_s}{R_s + h_{11}} \quad (4.17)$$

Mergând acum în circuitul de ieșire vom observa că prin rezistența echivalentă paralel $R_c \parallel h_{22}^{-1} \parallel R_{sarc}$ circulă de la borna de masă spre borna “caldă” curentul $h_{21}\Delta i_b$, astfel că tensiunea de ieșire va fi:

$$\Delta u_{ies} = -h_{21} \Delta i_b (R_c \parallel h_{22}^{-1} \parallel R_{sarc}) \quad (4.18)$$

Din relațiile (4.17) și (4.18) rezultă expresia factorului de amplificare la mijlocul benzii de frecvențe:

$$A_{uo} = \frac{\Delta u_{ies}}{\Delta u_s} = -\frac{h_{21}}{h_{11} + R_s} (R_c || h_{22}^{-1} || R_{sarc}) \quad (4.19)$$

Dacă sursa de semnal este o sursă de tensiune cu rezistența de ieșire foarte mică, atunci $R_s \ll h_{11}$. De asemenea, dacă rezistența din colector este mult mai mică decât rezistența de sarcină și impedanța de ieșire a tranzistorului ($R_c \ll R_{sarc}$, h_{22}^{-1}), atunci expresia factorului de amplificare poate fi calculată cu o bună aproximație cu relația:

$$A_{uo} \cong -\frac{h_{21}}{h_{11}} R_c \quad (4.20)$$

Sunt importante două *concluzii*:

- factorul de amplificare în tensiune este determinat în primul rând de parametrii de semnal mic ai tranzistorului și de rezistența din colector
- semnul “-” din expresia factorului de amplificare semnifică defazajul cu 180° al semnalului de ieșire în urma semnalului aplicat la intrarea amplificatorului

Este interesant de constatat ce se întâmplă dacă din schema amplificatorului se elimină condensatorul C_E , adică dacă emitorul nu mai este conectat la masă din punct de vedere al variațiilor. Ne putem da seama de consecințele acestei “manevre” judecând lucrurile calitativ. În această situație, curentul variabil de emitor va fi obligat să se scurgă la masă prin rezistența R_E . Astfel, o parte din energia semnalului de ieșire se va disipa pe această rezistență și semnalul de ieșire va fi mai mic decât în prezența condensatorului C_E . Asta înseamnă că factorul de amplificare va fi mai mic. Ne putem continua “filozofia” spunând și așa: rezistența R_E se află atât în circuitul de intrare, cât și în circuitul de ieșire (emitor comun). Ținând seama de sensurile tensiunilor la un moment dat, vom observa că tensiunea sursei de semnal și tensiunea pe R_E sunt în antifază. Asta înseamnă că tensiunea de intrare pe tranzistor se va micșora, deci și tensiunea de ieșire va fi mai mică. Se vede deci că o parte din semnalul de la ieșire este readus la intrare, în antifază cu semnalul sursei. Acest proces poartă denumirea de **reacție negativă** și unul dintre efectele ei asupra amplificatorului **este micșorarea factorului de amplificare** al acestuia.

Aceste raționamente logice bazate pe fenomenele care au loc în circuitul de amplificare pot fi demonstrate riguros pe baza schemei

echivalente din fig. 4.12. La desenarea ei am aplicat ipotezele simplificatoare prezentate anterior.

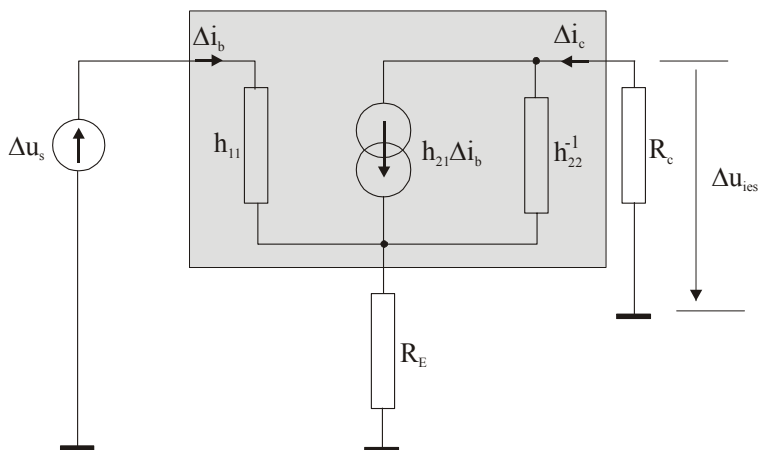


Fig.4.12

Pentru deducerea mai ușoară a expresiei factorului de amplificare această schemă se poate modifica prin transformarea sursei de curent într-o sursă echivalentă de tensiune, rezultând schema din fig.4.13.

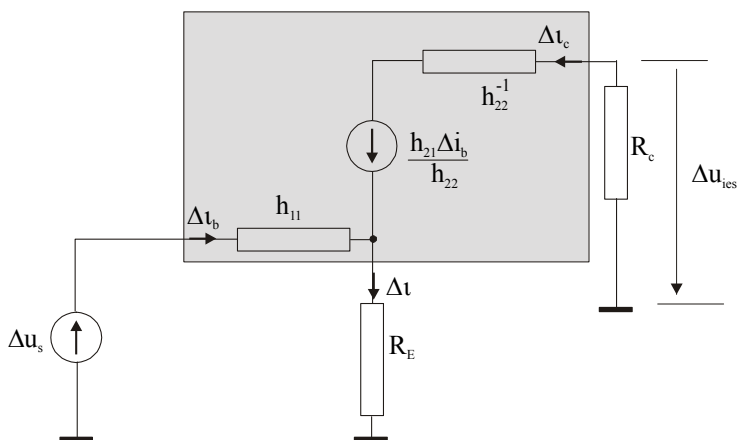


Fig.4.13

La curentul prin rezistența R_E contribuie atât curentul de bază cât și cel de colector dar, având în vedere factorul de amplificare mare al tranzistorului, în primă aproximație contribuția curentului de bază poate fi neglijată. Cu aceste precizări, după rezolvarea sistemului de ecuații:

$$\Delta u_s = h_{11}\Delta i_b + R_E\Delta i_c \quad (4.21)$$

$$\frac{h_{21}}{h_{22}} \Delta i_b = (h_{22}^{-1} + R_c + R_E) \Delta i_c \quad (4.22)$$

$$\Delta u_{ies} = -R_c \Delta i_c \quad (4.23)$$

$$A_{uRN} = \frac{\Delta u_{ies}}{\Delta u_s} \quad (4.24)$$

rezultă următoarea expresie pentru factorul de amplificare:

$$A_{uRN} = \frac{-\frac{h_{21}}{h_{11}} R_c}{1 + \frac{h_{21}}{h_{11}} R_E + h_{22}(R_c + R_E)} \quad (4.25)$$

În relația scrisă sub această formă se vede imediat ca la numărătorul ei apare factorul de amplificare fără reacție negativă iar numitorul este supraunitar, deci $A_{uRN} < A_{uo}$.

4.2.4 Amplificatorul repetor pe emitor (conexiune colector comun)

Față de sarcina pe care debitează energie, amplificatorul reprezintă o sursă de tensiune. Pentru ca ea să fie cât mai apropiată de o sursă ideală este necesar ca rezistența sa de ieșire să fie cât mai mică posibil. Un amplificator cu această calitate este repetorul pe emitor a cărui schemă este prezentată în fig.4.14.

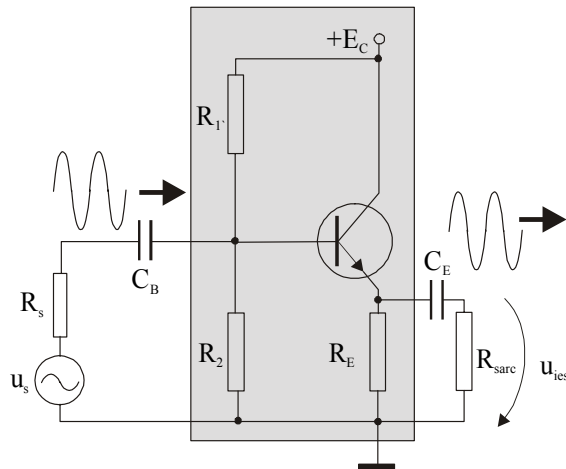


Fig.4.14

Folosind aceleași aproximări ca și în cazurile precedente, schema echivalentă a amplificatorului repetor pe emitor este cea din fig.4.15.

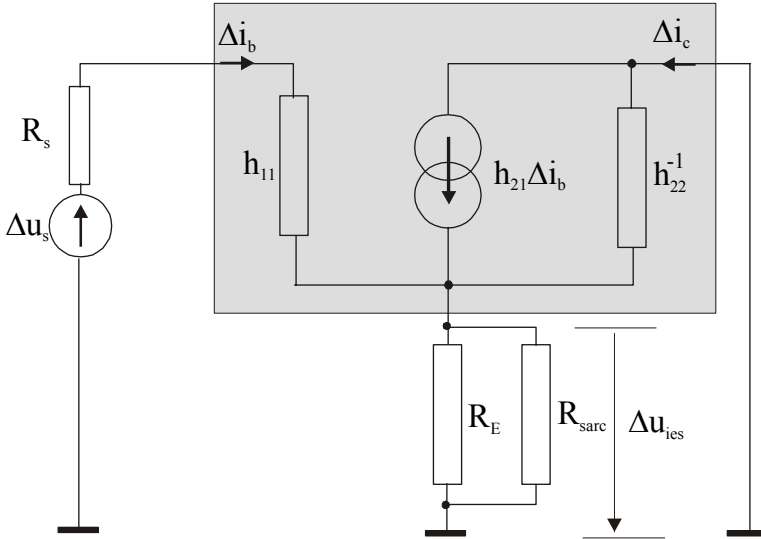


Fig.4.15

Ea poate fi redesenată într-o formă mai compactă ca în fig.4.16, unde rezistențele sunt grupate serie sau paralel, cu notațiile precizate.

Știind că $\Delta i_b \ll h_{21}\Delta i_b$, pe baza schemei pot fi scrise următoarele ecuații:

$$\Delta u_s = h'_{11}\Delta i_b + R_{ech}h_{21}\Delta i_b \quad (4.26)$$

$$\Delta u_{ies} = R_{ech}h_{21}\Delta i_b \quad (4.27)$$

$$A_u = \frac{\Delta u_{ies}}{\Delta u_s} \quad (4.28)$$

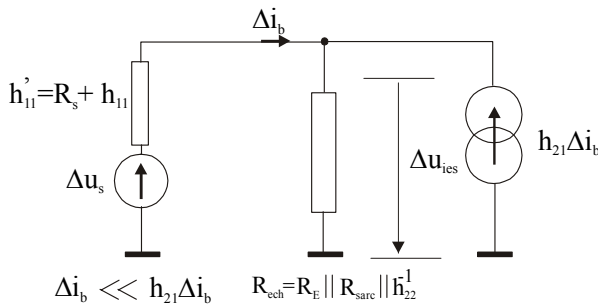


Fig.4.16

Din ele rezultă expresia finală a factorul de amplificare:

$$A_u = \frac{1}{1 + \frac{h'_{11}}{h_{21}} \frac{1}{R_{ech}}} \quad (4.29)$$

La o primă observare se vede imediat că factorul de amplificare este subunitar. Dar cât de subunitar? Ne putem da seama de acest lucru dacă luăm niște valori uzuale pentru mărimile care apar în relația (4.29).

Astfel, dacă: $h'_{11} = 2k\Omega$, $h_{21} = 100$ și $R_{ech} \cong R_E = 500\Omega$, atunci

$$\frac{h'_{11}}{h_{21}} \frac{1}{R_E} \cong 4 \cdot 10^{-2} \text{ și factorul de amplificare este aproape unitar: } A_u \cong 1.$$

Deci, se poate afirma că semnalul de ieșire reproduce în formă, amplitudine și fază semnalul de intrare, amplificatorul comportându-se la ieșirea sa ca o sursă de tensiune aproape ideală.

4.2.5 Amplificatoare de putere

Amplificarea puterii unui semnal este limitată de puterea maximă pe care o poate disipa elementul activ din amplificator, în cazul de față tranzistorul bipolar, pentru că de aceasta depinde puterea pe care el o poate pompa în circuit. Puterea disipată maximă depinde de tehnologia de fabricație a tranzistorului. Pentru a amplifica semnalele până la puteri mai mari s-au construit amplificatoare cu două tranzistoare care funcționează pe rând, acționând asupra aceluiași semnal. Unul pompează energie în circuit o jumătate de perioadă, celălalt în jumătatea următoare. De aceea, astfel de circuite se numesc **amplificatoare în contratimp**.

Una dintre schemele folosite ca amplificator în contratimp este prezentată în fig.4.17a. Ea este realizată cu doi tranzistori npn (pot fi și pnp) identici cu emitorii conectați la masă și cu bazele nepolarizate în curent continuu. Deci, în regim static starea lor este cea de blocare. Semnalul care va fi amplificat este aplicat pe bazele tranzistorilor prin intermediul unui transformator cu priză mediană în secundar, astfel încât fiecare tranzistor va fi deschis chiar de către semnal câte o jumătate de perioadă. Fiecare tranzistor va lucra deci ca **un amplificator în clasă B**. Datorită neliniarității caracteristicii de transfer a tranzistorilor, când se intră pe porțiunile neliniare are loc o deformare a semnalului (abatere de la forma de undă de la intrare) care va determina apariția **distorsiunilor de racordare** (*cross-over*). Blocarea unui tranzistor și intrarea în starea de conducție a celuilalt nu au loc simultan iar semnalul de ieșire va avea aspectul celui din fig.4.17b.

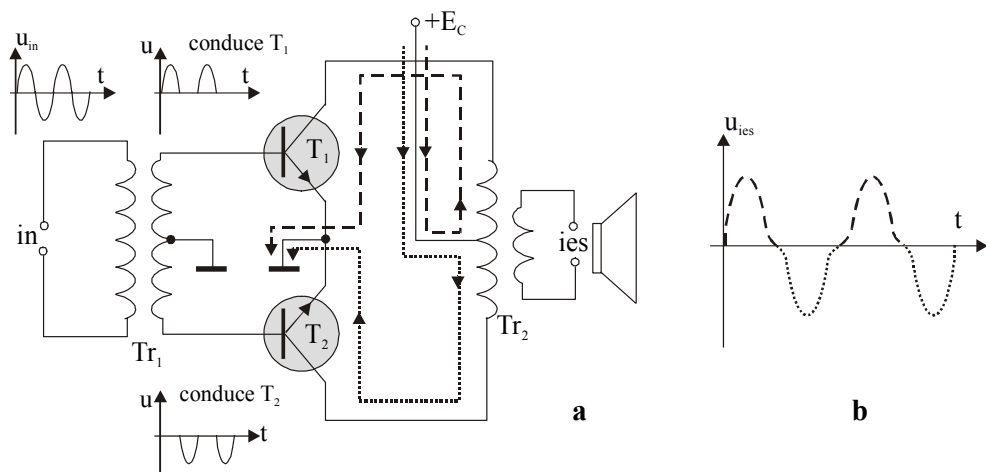


Fig.4.17

Distorsiunile de racordare pot fi diminuate foarte mult dacă bazele celor doi tranzistori sunt prepolariate direct cu o tensiune de 0,1 – 0,2V (mai mică decât tensiunea de deschidere a joncțiunii bază-emitor).

Sarcina amplificatorului poate fi conectată prin intermediul unui transformator (Tr_2) care poate juca și rolul de transformator de adaptare.

Din fig.4.17a se vede că rolul transformatorului de intrare (Tr_1) este distribuirea fazei semnalului de intrare către bazele celor doi tranzistori din amplificator. Distribuția de fază se poate realiza însă și electronic cu o schemă ca cea din fig.4.18.

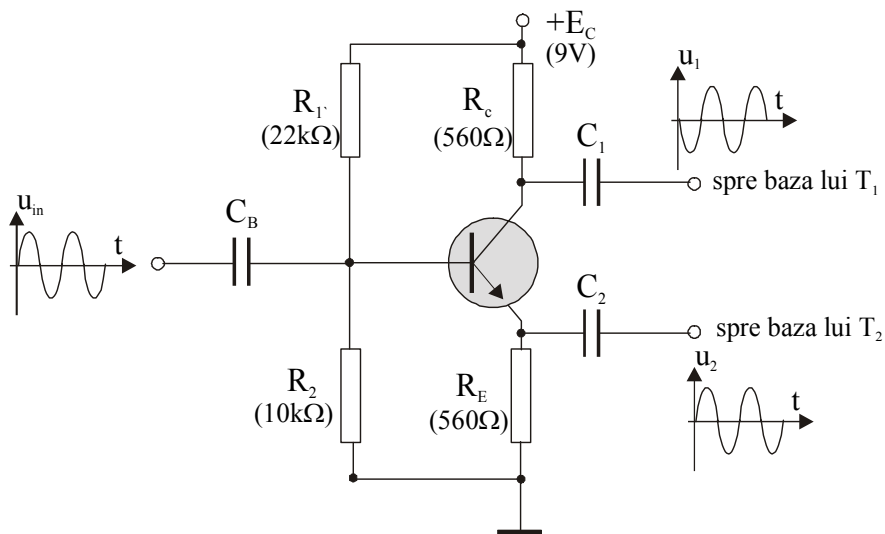


Fig.4.18

În funcție de locul de unde este colectat semnalul de ieșire, amplificatorul din fig.4.18 lucrează în conexiune emitor comun cu reacție negativă puternică (lipsește C_E) și cu amplificare unitară ($R_c = R_E$, $A_u = 1$).

- dacă semnalul de ieșire este colectat din colectorul tranzistorului, amplificatorul lucrează în conexiune emitor comun cu reacție negativă puternică (lipsește C_E) și cu amplificare unitară ($R_c = R_E$, $A_u = 1$).
- dacă semnalul de ieșire este colectat din emitorul tranzistorului, amplificatorul lucrează în conexiune repetor pe emitor

Astfel cele două semnale de ieșire vor avea amplitudinile egale între ele și egale cu amplitudinea semnalului de intrare și vor fi în antifază. Aplicate pe bazele tranzistorilor T_1 și T_2 din fig.17, ele vor determina intrarea lor pe rând în stare de conducție.

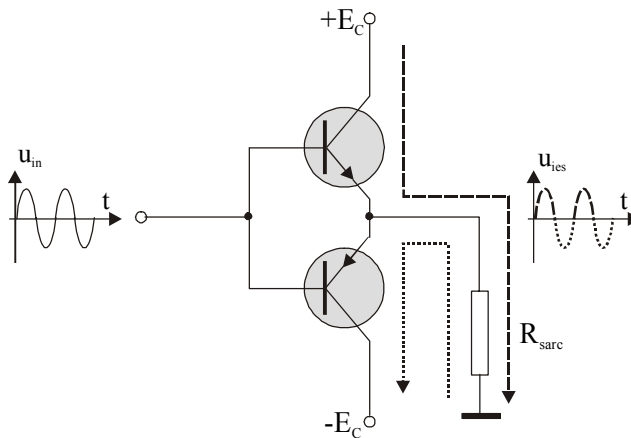


Fig.4.19

O schemă foarte simplă de amplificator în contratimp este prezentată în fig.4.19. Ea are doi tranzistori complementari și de aceea nu mai este nevoie de distribuitorul de fază. Pentru ca distorsiunile să fie cât mai mici trebuie ca tranzistorii complementari să fie foarte bine împerecheați. Ieșirea fiind conectată la emitorii comuni ai tranzistorilor, ei lucrează ca repetori pe emitor.

5 TRANZISTORUL CU EFECT DE CÂMP

5.1 Clasificare

Tranzistorul cu efect de câmp (TEC) este un *tranzistor unipolar* pentru că în interiorul lui *conducția electrică este asigurată de un canal semiconductor cu un singur tip de purtători de sarcină*: fie electronii, fie golurile. Se numesc “cu efect de câmp” deoarece intensitatea curentului între două terminale este controlată de potențialul câmpului electric generat de un al treilea terminal. De aceea tranzistorul cu efect de câmp este un *element activ comandat în tensiune*. Există mai multe tipuri de tranzistori cu efect de câmp. În fig.5.1 este prezentată o clasificare a acestora.

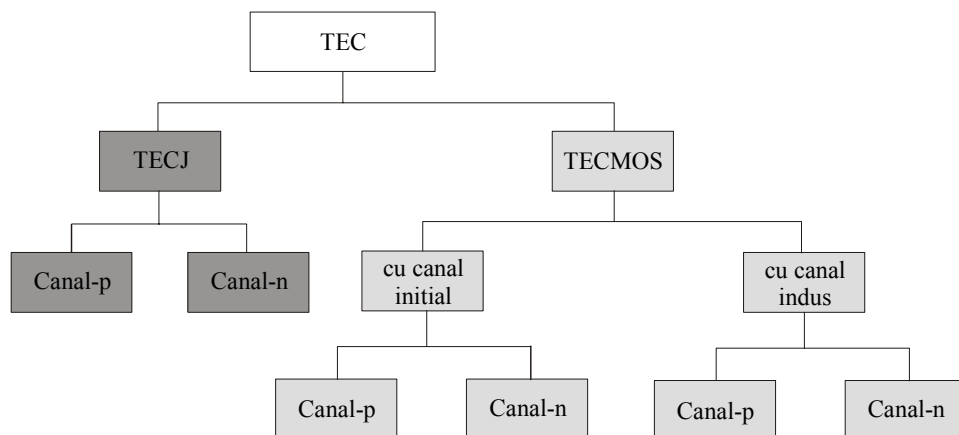


Fig.5.1

Tranzistorii cu efect de câmp sunt de două tipuri: **tranzistori cu efect de câmp cu joncțiune (TECJ)** și **tranzistori cu efect de câmp metal-oxid-semiconductor (TECMOS)**. Uneori TECMOS-ul mai este denumit tranzistor cu efect de câmp cu poartă izolată. Fiecare dintre cele două categorii poate fi cu *canal* de tip *n* sau de tip *p*, cele două tipuri fiind complementare atât ca structură internă cât și ca funcționare.

5.2 Tranzistorul cu efect de câmp cu joncțiune (TECJ)

5.2.1 Structură, funcționare, caracteristici statice

Structura internă unui **TECJ cu canal n** este prezentată schematic în fig.5.2. Pe fiecare față a unei plăcuțe semiconductoare de tip *n* se realizează câte o

zonă puternic dopată de tip p^+ . Pe cele două zone și pe capetele plăcuței semiconductoare se realizează patru contacte electrice. Cele două zone de tip p^+ sunt conectate electric între ele formând *grila* sau *poarta* tranzistorului (**G**). Terminalele din capetele plăcuței semiconductoare se numesc *sursă* (**S**) și respectiv *drenă* (**D**).

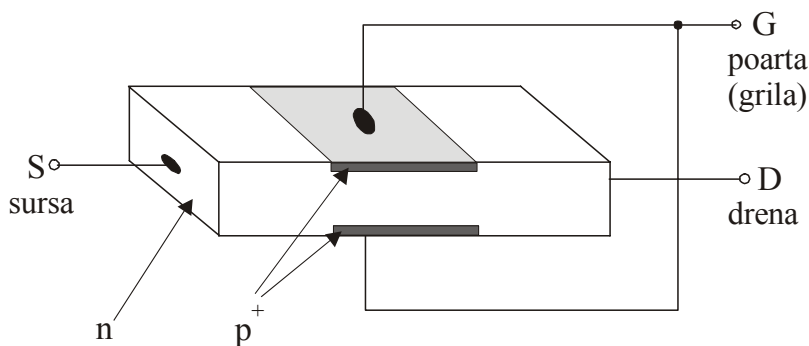


Fig.5.2

În fig.5.3a este arătată funcționarea tranzistorului cu polarizarea drenei dar fără polarizarea porții. În vecinătatea joncțiunii există o regiune săracită de purtători de sarcină ca urmare a difuziei electronilor și golurilor. Deoarece zona p^+ este puternic dopată, regiunea săracită se extinde mai mult în zona n. Între drenă și sursă va exista un canal prin care purtătorii majoritari (electronii) vor putea circula sub influența diferenței de potențial dintre drenă și sursă, dând naștere curentului de drenă, I_D . Datorită faptului că polarizarea inversă a joncțiunii este mai mare în regiunea din apropierea drenei decât în regiunea din apropierea sursei, canalul se îngustează ușor înspre drenă.

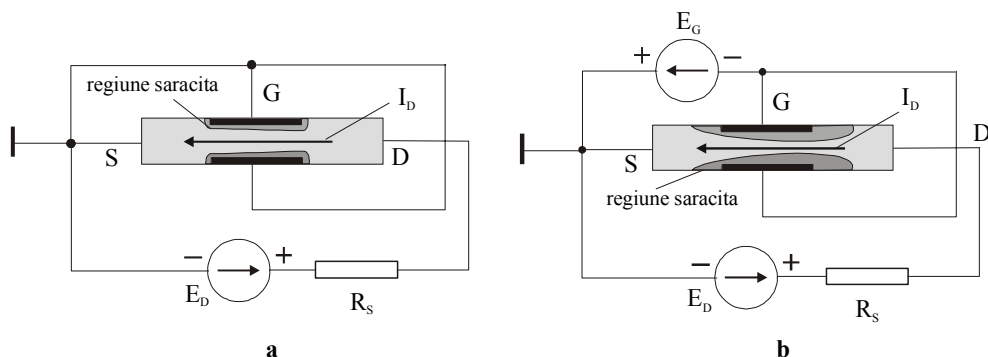


Fig.5.3

Modul normal de funcționare a unui TECJ este cu poarta polarizată invers față de sursă și drenă (în cazul unui TECJ-n, ea este polarizată

negativ, fig.5.3b). Regiunea sărăcită de purtători de sarcină se extinde în dimensiuni odată cu creșterea polarizării inverse a joncțiunii pn. Conductibilitatea electrică a porțiunii din regiunea de tip n care este sărăcită de purtători de sarcină este foarte mică. Pentru o diferență de potențial fixă între drenă și sursă, cu cât este mai mare polarizarea inversă poartă-sursă cu atât regiunea sărăcită este mai mare, canalul este mai îngust și curentul de drenă este mai mic. Dependența curentului de drenă de tensiunea dintre poartă și sursă este prezentată în fig.5.4a. Ea este și caracteristica de transfer a tranzistorului, mărimea de intrare fiind tensiunea U_{GS} , iar cea de ieșire fiind curentul care circulă prin canal, I_D .

Intensitatea curentului care circulă prin canal poate fi controlată și de diferența de potențial dintre drenă și sursă. O familie de caracteristici $I_D = I_D(U_{DS})$ este prezentată în fig.5.4b. Privind o singură caracteristică, pentru o valoare dată a tensiunii U_{GS} , se poate observa că la valori mici ale tensiunii U_{DS} tranzistorul se comportă ca o rezistență ohmică, dependența $I_D = I_D(U_{DS})$ fiind liniară. La tensiuni U_{DS} mai mari se constată o limitare a curentului de drenă, el rămânând aproape constant pe o plajă largă a tensiunii U_{DS} .

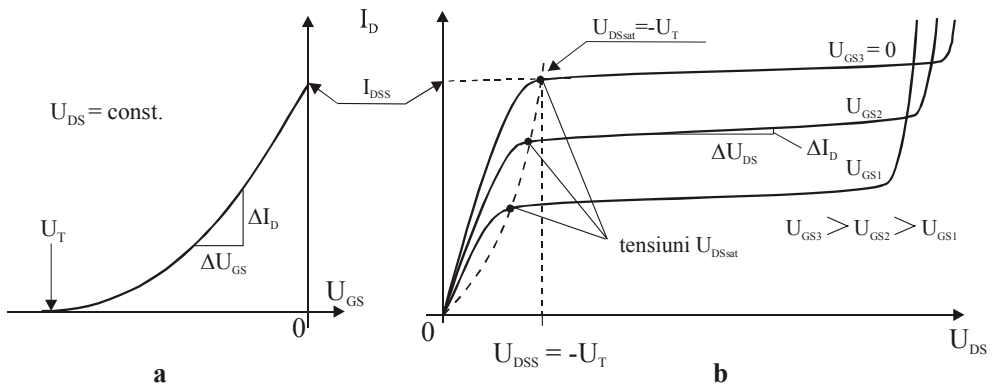


Fig.5.4

Explicația acestei treceri în regim de saturație a tranzistorului poate fi dată observând îngustarea canalului în fig.5.3b. Pentru o valoare dată a tensiunii U_{GS} volumul ocupat de regiunea sărăcită este aproape independent de tensiunea U_{DS} , dar forma ei nu. Cu cât căderea de tensiune între drenă și sursă crește, câmpul electric în direcția longitudinală crește ($V_G - V_S < V_G - V_D$), cauzând deformarea regiunii sărăcite. Datorită acestei deformări, la o anumită valoare a tensiunii U_{DS} , numită tensiune drenă-sursă de saturație, U_{DSsat} , canalul conductor se va îngusta atât de mult înspre drenă încât intensitatea curentului de drenă va fi limitată la valoarea de saturație. Aceasta corespunde porțiunii plate, aproape orizontală, a caracteristicii

$I_D = I_D(U_{DS})$. La tensiuni de polarizare a canalului mai mari, poate avea loc străpungerea lui datorită multiplicării în avalanșă a purtătorilor de sarcină. Ca urmare, rezistența semiconductorului scade brusc iar curentul de drenă nu mai poate fi limitat decât de rezistența din circuitul exterior de polarizare.

Forma canalului, și implicit intensitatea curentului prin el, pot fi controlate și cu ajutorul tensiunii U_{GS} . Crescând tensiunea de negativare U_{GS} a porții, curentul de drenă descrește și, pentru o valoare suficient de mare a acesteia, se produce întreruperea canalului și blocarea tranzistorului. Această tensiune se numește **tensiune de blocare** sau **de tăiere** și am notat-o cu U_T . Caracteristica $I_D = I_D(U_{GS})$ este prezentată în fig.5.4a. Făcând legătura dintre o mărime de intrare și una de ieșire, ea reprezintă și caracteristica de transfer a tranzistorului, având expresia analitică:

$$I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{U_{GS}}{U_T} \right)^2 \quad (5.1)$$

unde I_{DSS} este curentul de drenă de saturație pentru $U_{GS} = 0$ și $U_{DSsat} = U_{DSS} = -U_T$.

După cum am văzut, aducerea tranzistorului în regim de saturație se poate face în două moduri: menținând constant potențialul porții și crescând potențialul drenei față de sursă sau menținând constant potențialul drenei și crescând negativarea porții față de sursă. Într-o situație oarecare, pentru ca tranzistorul să ajungă în regim de saturație, efectul cumulat al celor două diferențe de potențial trebuie să fie echivalent cu efectul tensiunii de blocare. Astfel, se poate scrie relația:

$$U_{DSsat} = U_{GS} - U_T \quad (5.2)$$

Pe lângă tensiunea de blocare se mai definesc alți doi parametri ai tranzistorului cu efect de câmp, parametri necesari în proiectarea circuitelor electronice (amplificatoare, oscilatoare etc.): **panta de semnal mic** (transconductanța) și **rezistența de ieșire** (sau rezistența de drenă) în vecinătatea punctului static de funcționare, definite de relațiile:

$$g_m = \left(\frac{\Delta I_D}{\Delta U_{GS}} \right)_{U_{DS}=const.} \quad (5.3)$$

$$r_d = \left(\frac{\Delta U_{DS}}{\Delta I_D} \right)_{U_{GS}=const.} \quad (5.4)$$

în care ΔU_{DS} , ΔU_{GS} și ΔI_D se calculează conform fig.5.4.

Din modul de funcționare internă a unui TECJ și din aspectul familiei de caracteristici statice $I_D = I_D(U_{DS})$ putem observa existența a **trei regiuni de lucru** posibile:

- **regiunea liniară** din vecinătatea originii în care rezistența canalului este constantă. De regulă, acest lucru se petrece la tensiuni drenă-sursă mai mici de 0,5V.
- **regiunea de saturație** în care curentul de drenă crește foarte puțin la valori $U_{DS} > U_{DSsat}$.
- **regiunea de străpungere** în care are loc multiplicarea în avalanșă a purtătorilor de sarcină, creșterea curentului de drenă fiind limitată doar de rezistența din circuitul de polarizare.

Precizări importante:

- Deoarece joncțiunea este polarizată invers curentul de poartă este foarte mic ($I_G \approx nA$) și rezistența de intrare a tranzistorului este foarte mare ($r_{gs} \cong 10^{11} - 10^{15} \Omega$).
- în regim de funcționare normal joncțiunea este polarizată invers. Tranzistorul poate lucra și cu joncțiunea polarizată direct dar **nu la tensiuni $U_{GS} > 0,5V$** . Dacă nu se respectă această condiție tranzistorul se va distruge.

Tranzistorul cu joncțiune cu canal de tip p (**TECJ - p**) are structura complementară unui TECJ - n, conducția electrică prin canal fiind asigurată de goluri. Aceasta implică polarizarea negativă a drenei față de sursă și polarizarea pozitivă a grilei față de sursă. În consecință, familia de caracteristici $I_D = I_D(-U_{DS})$ este identică cu a unui TECJ - n iar graficul dependenței $I_D = I_D(U_{GS})$ este reprezentat în oglindă față de cazul unui TECJ - n (fig.5.5). Simbolurile folosite în schemele electronice pentru TECJ sunt prezentate în fig.5.6.

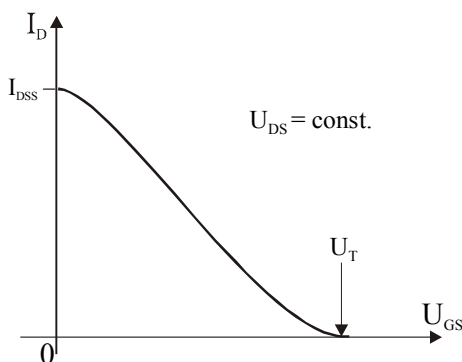


Fig.5.5

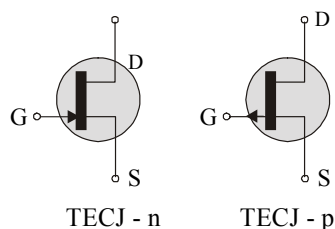


Fig.5.6

5.2.2 Polarizarea în curent continuu

Polarizarea în curent continuu pentru **stabilirea punctului static de funcționare** a unui TECJ se poate face în două moduri:

- cu **divizor de tensiune** în bază
- cu **poarta conectată la masă** prin intermediul unei rezistențe

O schemă de polarizare cu divizor de tensiune în bază este prezentată în fig.5.7.

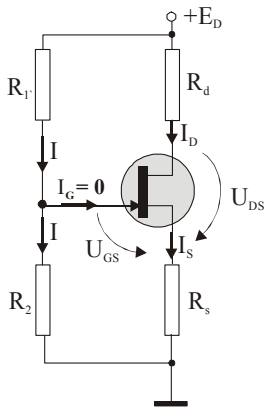


Fig.5.7

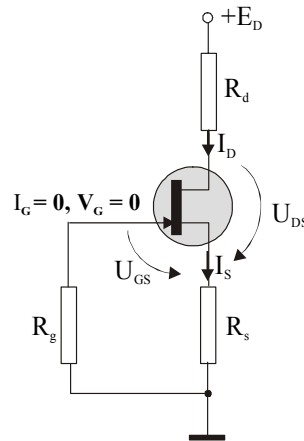


Fig.5.8

Neglijând contribuția curentului de poartă, ecuațiile utile pentru calcularea valorilor rezistențelor sunt următoarele:

$$E_D = I(R_1 + R_2) \quad (5.5)$$

$$E_D = I_D R_d + U_{DS} + I_S R_s \quad (5.6)$$

$$I_D = I_S \quad (5.7)$$

$$I R_2 = U_{GS} + I_S R_s \quad (5.8)$$

Practic, valorile rezistențelor R_1 și R_2 sunt de ordinul $M\Omega$, iar cele ale rezistențelor R_d și R_s de ordinul $k\Omega$.

Schema de polarizare în curent continuu cu poarta conectată la masă este cea din fig.5.8. Datorită intensității neglijabile a curentului de poartă, potențialul acesteia este egal cu cel al masei, la care este conectată printr-o rezistență foarte mare ($M\Omega$). Astfel, la ecuațiile (5.6) și (5.7) pe care le-am mai scris câteva rânduri mai sus, se mai adaugă ecuația

$$U_{GS} = -I_D R_s \quad (5.9)$$

și expresia curentului de drenă (5.1), care descrie caracteristica volt-amperică din circuitul de poartă.

$$I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{U_{GS}}{U_T} \right)^2 \quad (5.1)$$

Ecuția (5.9) reprezintă dreapta de sarcină pentru circuitul de intrare. Dacă ea se înlocuiește în ecuația (5.1) se obține o ecuație de gradul doi, cu necunoscuta I_D . Dintre cele două soluții ale ei, va fi reținută doar cea care are sens din punct de vedere fizic, adică cea care reprezintă intersecția dintre dreapta de sarcină și ramura “reală” a parabolei descrise de ecuația (5.1), așa cum este arătat în fig.5.9.

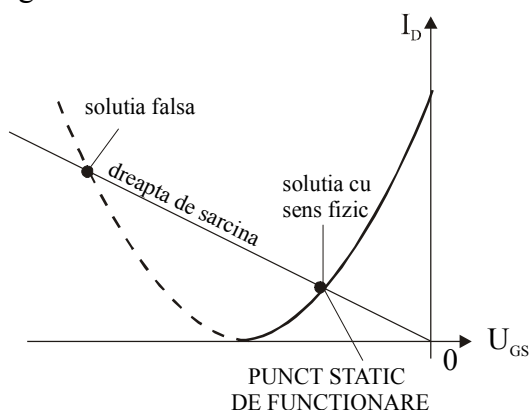


Fig.5.9

Vom exemplifica cele afirmate mai sus pe un *exemplu practic*.

Într-un circuit de polarizare cu poarta conectată la masă am ales pentru rezistențele R_g și R_s valorile: $R_g = 1M\Omega$ și $R_s = 250\Omega$. Tranzistorul are ca parametri caracteristici $I_{DSS} = 9mA$ și $U_T = -3V$, iar tensiunea de alimentare este $E_D = 16V$. Se cere să se calculeze valoarea maximă a rezistenței R_d astfel încât tranzistorul să lucreze în regim de saturație. Pentru simplitate vom lucra cu valori numerice, exprimând rezistențele în $k\Omega$, tensiunile în V și curenții în mA .

Înlocuind valoarea numerică a rezistenței R_s în ecuația (5.9) și introducând expresia tensiunii U_{GS} astfel obținută în ecuația (5.1), obținem o ecuație de gradul doi cu necunoscuta I_D :

$$I_D^2 - 40I_D + 144 = 0$$

Rezolvarea acestei ecuații conduce la soluțiile $I_{D1} = 36mA$ și $I_{D2} = 4mA$, care reprezintă cele două puncte de intersecție ale dreptei de sarcină

cu graficul matematic al caracteristicii volt-amperice a circuitului de poartă. După cum se poate constata din fig.5.9, soluția cu sens fizic este cea de a doua, deci $I_D = 4\text{mA}$. Introducând această valoare în ecuația (5.9) se obține pentru tensiunea de poartă:

$$U_{GS} = -4 \cdot 0,25 = -1\text{V}$$

Din ecuația (5.2) se obține pentru tensiunea de saturație dintre drenă și sursă valoarea:

$$U_{DSsat} = -1 - (-3) = 2\text{V}$$

Aceasta înseamnă că, pentru ca tranzistorul să lucreze în regim de saturație, trebuie ca $U_{DS} > U_{DSsat} = 2\text{V}$. Tensiunea U_{DS} poate fi exprimată din ecuațiile (5.6) și (5.7) în funcție de rezistența R_d , punând condiția precedentă:

$$15 - 4R_d > 2$$

de unde rezultă imediat:

$$R_d < 3,25\text{ k}\Omega$$

Cu alte cuvinte, pentru orice valoare a rezistenței din drenă tranzistorului cuprinsă în intervalul $0 - 3,25\text{k}\Omega$, tranzistorul va lucra în regim de saturație.

5.3 TECMOS cu canal inițial

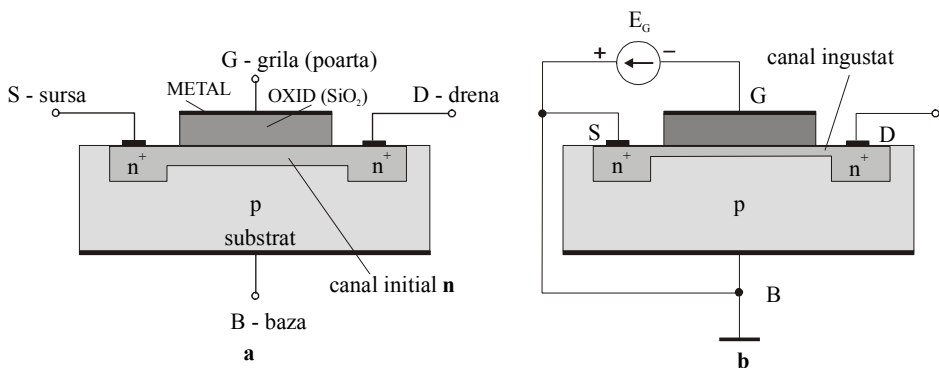


Fig.5.10

Structura schematică a unui *TECMOS cu canal inițial de tip n* este prezentată în fig.5.10a. Se poate observa că poarta este izolată de structura pn printr-un strat izolator de SiO₂. Din fabricație, între sursă și drenă (zone de tip n puternic dopate) există un canal conductor tot de tip n, astfel încât,

chiar și atunci când poarta nu este polarizată, la stabilirea unei diferențe de potențial între drenă și sursă, prin canal va trece un curent nenul.

Secțiunea transversală a canalului poate fi modificată prin aplicarea unui potențial pe poartă. De regulă, terminalul conectat la substrat (care se numește bază) se conectează la terminalul sursei, astfel încât sursa și substratul vor avea același potențial. Dacă diferența de potențial dintre poartă și sursă este negativă, atunci canalul se îngustează (electronii din el sunt “alungați” în substrat) și rezistența lui crește. Se spune despre tranzistor că lucrează în regim de “sărăcire” (fig.5.10b). Dacă diferența de potențial dintre poartă și sursă este pozitivă, atunci canalul se lărgeste (electroni din substrat sunt atrași în canal) și rezistența lui scade. Se spune despre tranzistor că lucrează în regim de “îmbogățire”.

Caracteristicile volt-amperică de transfer și de ieșire pentru un TECMOS cu canal inițial de tip n au aceeași alură ca și cele ale unui TECJ-n (fig.5.4), explicația formei lor fiind analogă cu cea pentru TECJ-n.

Structura internă a unui *TECMOS cu canal inițial de tip p* este complementară structurii unui TECMOS cu canal inițial de tip n iar caracteristicile volt-amperice sunt asemănătoare celor ale unui TECJ-p.

În fig.5.11 sunt prezentate simbolurile pentru tranzistorii MOS cu canal inițial.

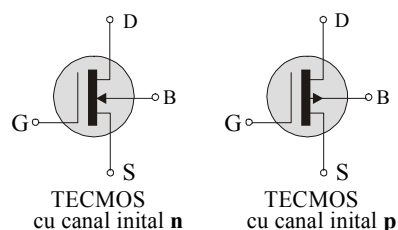


Fig.5.11

5.4 TECMOS cu canal indus

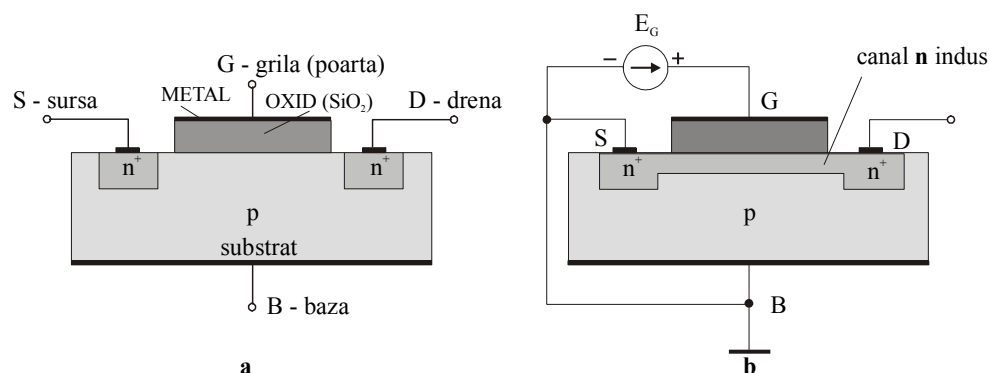


Fig.5.12

Tranzistorii MOS cu canal indus au o structură asemănătoare cu tranzistorii MOS cu canal inițial, cu deosebirea că între sursă și drenă nu există canalul

conductor din fabricație. În fig.5.12a este prezentată structura unui *TECMOS cu canal indus de tip n*.

Ca și în cazul *TECMOS* cu canal inițial, terminalul substratului (baza) se conectează la terminalul sursei, astfel încât sursa și substratul vor avea același potențial. Atunci când poarta nu este polarizată, între sursă și drenă nu apare nici un curent (în realitate apare un curent rezidual extrem de mic, de ordinul zecilor de μA). La aplicarea pe poartă a unui potențial pozitiv față de sursă, golurile majoritare din substrat sunt respinse înspre zona mediană a acestuia și între sursă și drenă se formează un canal cu purtători minoritari de tip n (fig.5.12b). Pentru tensiuni mici de pozitivare a porții, canalul este tot izolator și curentul de drenă va fi nul indiferent de potențialul ei față de sursă. Pentru o tensiune de pozitivare mai mare decât tensiunea de blocare (U_T) canalul se va “îmbogăți” cu purtători minoritari (electroni), el constituind o cale de curent între sursă și drenă. Caracteristicile de transfer și de ieșire ale *TECMOS* cu canal indus n sunt prezentate în fig.5.13

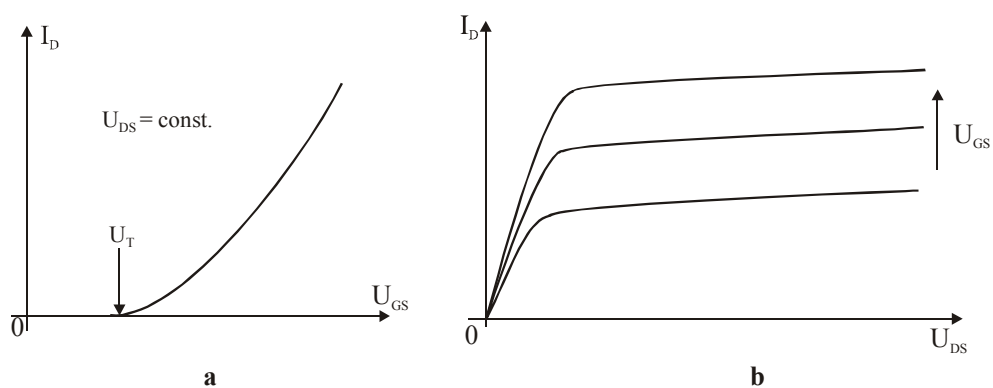


Fig.5.13

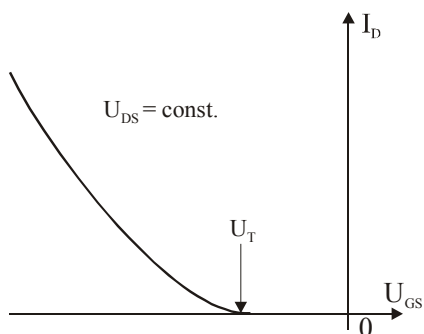


Fig.5.14

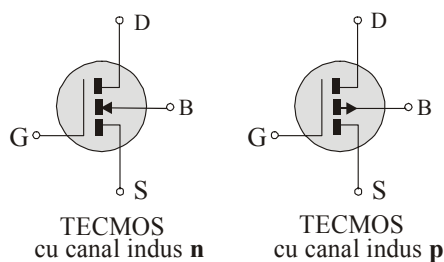


Fig.5.15

Structura internă a unui *TECMOS* cu canal indus de tip *p* este complementară celei a unui *TECMOS* cu canal indus de tip *n*. În consecință, drena trebuie polarizată negativ față de sursă, iar poarta trebuie polarizată negativ față de sursă. Generarea canalului de tip *p* va începe la o diferență de potențial negativă dintre poartă și sursă și mai mare (în modul) decât tensiunea de blocare a tranzistorului. Astfel, caracteristica de transfer va avea aspectul celei prezentate în fig.5.14. În fig.5.15 sunt prezentate simbolurile pentru tranzistorii MOS cu canal indus.

5.5 Regimul dinamic al tranzistorului cu efect de câmp

Pentru analiza comportării tranzistorului cu efect de câmp în regim de variații (semnal mic) considerăm spre exemplificare un *TECJ-n*, conexiune sursă comună. Metoda poate fi extinsă și asupra celorlalte tipuri de *TEC*. Ca și tranzistorul bipolar, tranzistorul cu efect de câmp poate fi privit ca un cuadropol. Dacă la intrare se aplică un semnal variabil cu amplitudine mică, peste regimul static de funcționare definit de valorile U_{GS0} , U_{DS0} și I_{D0} se suprapune regimul dinamic (fig.5.16).

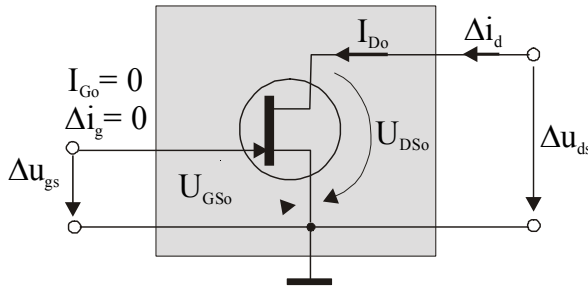


Fig.5.16

Curentul variabil de drenă va depinde atât de tensiunea dintre poartă și sursă, cât și de tensiunea dintre drenă și sursă:

$$i_d = i_d(u_{gs}, u_{ds}) \quad (5.10)$$

Variația lui poate fi scrisă sub forma:

$$\Delta i_d = \frac{\partial i_d}{\partial u_{gs}} \Delta u_{gs} + \frac{\partial i_d}{\partial u_{ds}} \Delta u_{ds} \quad (5.11)$$

Pe baza acestei ecuații se definesc parametrii de semnal mic ai tranzistorului cu efect de câmp.

$$g_m = \left. \frac{\partial i_d}{\partial u_{gs}} \right|_{\Delta u_{ds}=0} \quad (5.12)$$

$$\frac{1}{r_d} = \left. \frac{\partial i_d}{\partial u_{ds}} \right|_{\Delta u_{gs}=0} \quad (5.13)$$

Interpretarea grafică a acestora poate fi observată în reprezentările grafice din fig.5.4. Ei au următoarele semnificații fizice:

g_m - **panta de semnal mic**

$\frac{1}{r_d}$ - **conductanța canalului** (r_d este rezistența canalului)

Prin combinarea relațiilor (5.12) și (5.13) se obține un alt parametru:

$$\mu = g_m r_d = \left. \frac{\partial u_{ds}}{\partial u_{gs}} \right|_{\Delta i_d = \text{const.}} \quad (5.14)$$

El este **factorul de amplificare în tensiune în regim dinamic** al tranzistorului, definit ca raportul dintre variația tensiunii dintre drenă și sursă și variația tensiunii dintre poartă și sursă care determină o aceeași variație a curentului de drenă.

Ecuția (5.11) poate fi transcrisă folosind parametrii tranzistorului:

$$\Delta i_d = g_m \Delta u_{gs} + \frac{1}{r_d} \Delta u_{ds} \quad (5.15)$$

în care primul termen din membrul drept reprezintă o sursă de curent. Pe baza ei poate fi construită schema echivalentă la variații a tranzistorului, schemă arătată în fig.5.17.

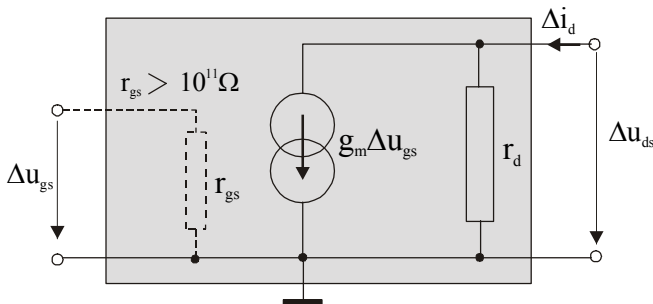


Fig.5.17

Practic, la intrare tranzistorul se comportă ca o rezistență infinită (reprezentată punctat). Din punct de vedere al ieșirii, el se comportă ca o sursă reală de curent cu rezistența internă r_d . Ținând seama de relația dintre parametrii tranzistorului (expresia (5.14)), relația (5.15) poate fi rescrisă sub forma:

$$\mu\Delta u_{gs} = r_d\Delta i_d - \Delta u_{ds} \quad (5.16)$$

Schema echivalentă care satisface această ecuație este prezentată în fig.(5.18).

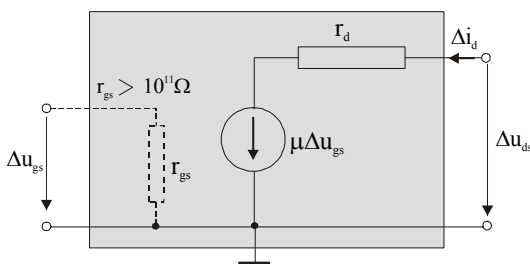


Fig.5.18

Se poate observa că de data aceasta, din punct de vedere al ieșirii, tranzistorul se comportă ca o sursă reală de tensiune cu rezistența internă r_d . Trecerea de la reprezentarea ca sursă de curent la reprezentarea ca sursă de tensiune se putea realiza și redesenând schema din fig.5.17 după transformarea sursei de curent în sursa sa echivalentă de tensiune. Care dintre cele două reprezentări ale tranzistorului cu efect de câmp, sursă de curent sau sursă de tensiune, este folosită în realizarea schemelor echivalente ale unor circuite mai complicate, depinde de situația concretă a cazului studiat. Libertatea de alegere ne aparține.

6 AMPLIFICAREA ȘI FRECVENȚA

6.1 Comportarea unui amplificator la mijlocul benzii de frecvențe

În Capitolul 4 spuneam, fără foarte multe argumente concrete, că un amplificator se comportă diferit la frecvențe mult mai mici sau mai mari decât frecvența la care a fost proiectat să realizeze o amplificare maximă. Tot acolo aminteam despre defazajul introdus de amplificator între semnalul de ieșire și cel de intrare fără să fi dat relații cantitative despre influența frecvenței de lucru asupra lui. Vom încerca să facem un pic de lumină asupra acestor aspecte analizând în detaliu comportarea unui amplificator cu TECJ-n, conexiune sursă comună. Am ales acest exemplu pentru că ni se pare relativ simplu și mai ales didactic.

În fig.6.1 este prezentată schema de principiu a unui astfel de amplificator.

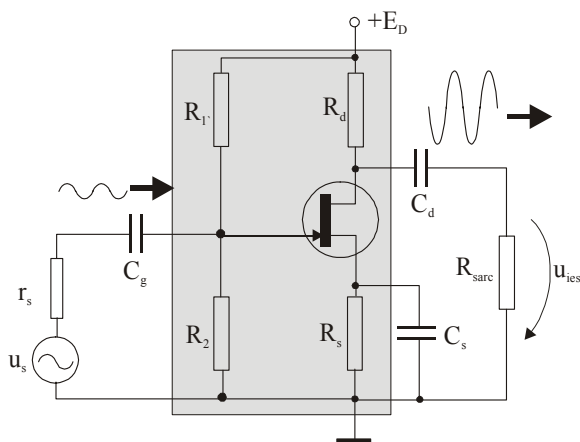


Fig.6.1

Schema este asemănătoare până la similitudine ce aceea a amplificatorului cu tranzistor bipolar conexiune emitor comun. Deoarece rolul elementelor de circuit este același ca și în cazul amintit, nu vom mai insista asupra acestui aspect. Diferențele fundamentale vor proveni de la diferențele dintre cele două scheme echivalente în regim dinamic ale tranzistorilor. Analiza grafică a mecanismului de amplificare poate fi făcută pe caracteristicile unui TECJ-n (fig.6.2), cu precizarea că lucrăm în regim de semnal mic.

Din punctul de vedere al semnalului care trebuie amplificat, intrarea amplificatorului este practic un circuit deschis, astfel încât se poate considera cu o bună aproximație că:

$$\Delta u_{gs} = \Delta u_s \quad (6.1)$$

În aceste condiții, factorul de amplificare în tensiune va fi:

$$A_u = \frac{\Delta u_{ies}}{\Delta u_{gs}} \quad (6.2)$$

Pentru a simplifica lucrurile vom analiza pe rând comportarea amplificatorului în banda de frecvențe pentru care a fost proiectat să aibă amplificarea maximă, la frecvențe foarte joase și la frecvențe foarte înalte.

În **banda de frecvențe** pentru care amplificatorul a fost proiectat, se poate neglija efectul tuturor capacităților, atât al celor din schemă, cât și al capacităților parazite. Astfel, schema echivalentă a circuitului de ieșire se simplifică drastic (fig.6.4).

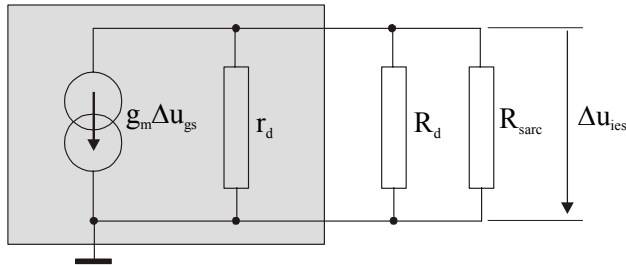


Fig.6.4

Dacă notăm cu R_{ech} , rezistența echivalentă a celor trei rezistențe conectate în paralel:

$$R_{ech} = r_d \parallel R_d \parallel R_{sarc} \quad (6.3)$$

atunci tensiunea de ieșire va fi: $\Delta u_{ies} = -g_m R_{ech} \Delta u_{gs}$ și factorul de amplificare la mijlocul benzii de frecvențe va avea expresia:

$$\boxed{A_{uo} = -g_m R_{ech}} \quad (6.4)$$

Semnul “-” din expresia factorului de amplificare semnifică existența unui defazaj de π radiani al semnalului de ieșire în urma semnalului de intrare, defazaj pe care-l vom nota cu φ_o :

$$\boxed{\varphi_o = -\pi} \quad (6.5)$$

El se datorează exclusiv tranzistorului pentru că am neglijat efectele tuturor elementelor reactive din circuit.

6.2 Comportarea la frecvențe joase

La **frecvența joasă** se poate neglija efectul capacităților C_{ds} și C_m conectate în paralel cu rezistențele R_d și R_{sarc} , deoarece reactanțele lor capacitive vor fi foarte mari și practic ele sunt întreruperi. În aceste condiții, schema echivalentă a circuitului de ieșire va fi cea din fig.6.5a.

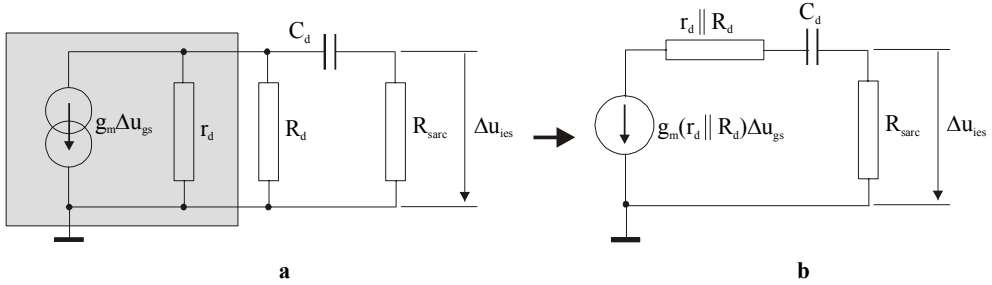


Fig.6.5

Ea poate transcrișă într-o formă mai simplă transformând sursa de curent conectată în paralel cu cele două rezistențe r_d și R_d , într-o sursă echivalentă de tensiune. Vom obține circuitul simplu din fig.6.5b, în care observăm existența unui divizor de tensiune și putem scrie direct expresia tensiunii de ieșire:

$$\Delta u_{ies} = - \frac{R_{sarc}}{R_{sarc} + \frac{r_d R_d}{r_d + R_d} - j \frac{1}{\omega C_d}} g_m \frac{r_d R_d}{r_d + R_d} \Delta u_{gs} \quad (6.6)$$

Expresia pare complicată dar vom încerca să o scriem sub o formă mai simplă și mai sugestivă. Dacă la numitorul ei suma celor două rezistențe se scoate în fața unei paranteze ca factor comun și se introduce notația:

$$\tau_j = \left(R_{sarc} + \frac{r_d R_d}{r_d + R_d} \right) C_d \quad (6.7)$$

atunci, tensiunea de ieșire poate fi scrisă după cum urmează:

$$\Delta u_{ies} = \frac{-g_m R_{ech}}{1 - j \frac{1}{\omega \tau_j}} \Delta u_{gs} \quad (6.8)$$

Se poate observa că la numărătorul ei apare expresia factorului de amplificare din banda de trecere a amplificatorului. Dimensional τ_j este o mărime temporală și reprezintă constanta de timp la frecvențe joase. Produsul $\omega\tau_j$ poate fi scris în funcție de frecvență și, dacă introducem notația:

$$f_j = \frac{1}{2\pi\tau_j} \quad (6.9)$$

atunci expresia factorului de amplificare la frecvențe joase va avea forma finală:

$$A_{uj} = \frac{A_{uo}}{1 - j \frac{f_j}{f}} \quad (6.10)$$

La frecvența $f = f_j$, factorul de amplificare va avea modulul $A_u(f_j) = \frac{1}{\sqrt{2}} A_{uo}$, adică amplificarea scade cu 3dB față de amplificarea maximă. Această frecvență va delimita inferior banda de frecvențe a amplificatorului.

Din expresia (6.10) observăm că la defazajul $-\pi$ radiani introdus de tranzistor (inclus în A_{uo}) se mai adaugă un defazaj suplimentar pe care-l putem calcula prin raționalizarea ei:

$$A_{uj} = \frac{A_{uo} \left(1 + j \frac{f_j}{f} \right)}{1 + \left(\frac{f_j}{f} \right)^2} \quad (6.11)$$

Astfel, defazajul total la frecvențe joase al semnalului de ieșire față de semnalul de intrare va fi:

$$\varphi_j = -\pi + \arctg \frac{f_j}{f} \quad (6.12)$$

Se poate vedea că el depinde de frecvență. La limita curenului continuu ($f=0$) el va fi $\varphi(0) = -\frac{\pi}{2}$ iar atunci când $f=f_j$, $\varphi(f_j) = -\frac{3\pi}{4}$.

6.3 Comportarea la frecvențe înalte

La **frecvențe** mai **înalte** decât banda de trecere a amplificatorului se poate neglija efectul capacității de cuplaj C_d ($\frac{1}{\omega C_d} \ll R_{sarc}$) dar trebuie luat în calcul efectul capacităților parazite ale tranzistorului și montajului propriu-zis. Astfel schema echivalentă în regim dinamic la frecvențe înalte va fi cea din fig.6.6a.

Schema o putem redesena mai simplu dacă cele două capacități conectate în paralel le înlocuim cu una singură, $C_o = C_{ds} + C_m$, și observăm că cele trei rezistențe conectate în paralel reprezintă tocmai R_{ech} (vezi relația (6.3)). Rezultă schema echivalentă din fig.6.6b pe baza căreia se poate scrie expresia tensiunii de ieșire:

$$\Delta u_{ies} = -g_m \Delta u_{gs} \frac{R_{ech} \frac{1}{j\omega C_o}}{R_{ech} + \frac{1}{j\omega C_o}} \quad (6.13)$$

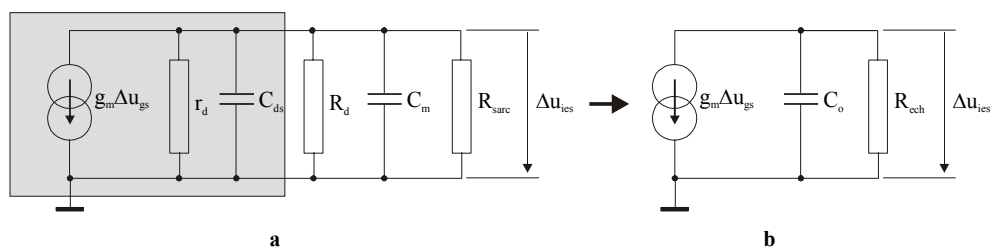


Fig.6.6

Procedând asemănător cazului anterior și introducând constanta de timp la frecvența înalte

$$\tau_i = R_{ech} C_o \quad (6.14)$$

și constanta:

$$f_i = \frac{1}{2\pi\tau_i} \quad (6.15)$$

se poate scrie expresia factorului de amplificare la frecvența înalte:

$$A_{ui} = \frac{A_{uo}}{1 + j \frac{f}{f_i}} \quad (6.16)$$

La frecvența $f = f_i$, factorul de amplificare va avea modulul $A_u(f_i) = \frac{1}{\sqrt{2}} A_{uo}$, adică amplificarea scade cu 3dB față de amplificarea maximă. Această frecvență va delimita superior banda de frecvențe a amplificatorului.

Raționalizând expresia factorului de amplificare și ținând seama de defazajul introdus de tranzistor, putem scrie expresia defazajului dintre semnalul de ieșire și cel de intrare la frecvențe înalte:

$$\varphi_i = -\pi - \arctg \frac{f}{f_i} \quad (6.17)$$

Două dintre frecvențele de referință la care ne interesează valoarea defazajului sunt limita frecvențelor foarte înalte (teoretic $f \rightarrow \infty$),

$$\varphi(\infty) = -\frac{5\pi}{4}, \text{ și } f = f_i, \varphi(f_i) = -\frac{3\pi}{2}.$$

6.4 Diagrame Bode

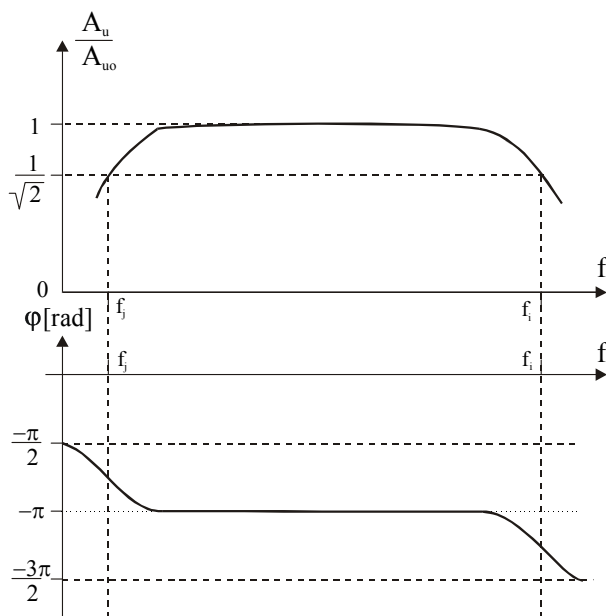
Din sinteza cazurilor particulare studiate se pot scrie expresii ale factorului de amplificare și defazajului dintre semnalul de ieșire și cel de intrare care să aproximeze suficient de corect comportarea amplificatorului pe întreg domeniul de frecvențe. Acestea vor fi:

$$A_u = \frac{A_{uo}}{1 + j \left(\frac{f}{f_i} - \frac{f_j}{f} \right)} \quad (6.18)$$

$$\varphi = -\pi - \arctg \left(\frac{f}{f_i} - \frac{f_j}{f} \right) \quad (6.19)$$

Aceste funcții de frecvență pot fi reprezentate sub forma unor diagrame Bode (fig.6.7). Pe baza lor se poate scrie expresia benzii de frecvențe a amplificatorului:

$$B_{3dB} = f_i - f_j = \frac{1}{2\pi} \left(\frac{1}{\tau_i} - \frac{1}{\tau_j} \right) \quad (6.20)$$

**Fig.6.7**

Se vede din această relație că lărgimea benzii de frecvențe a amplificatorului este influențată atât de valorile elementelor de circuit cât și de capacitățile parazite ale tranzistorului și circuitului. La frecvențe mici banda de frecvențe este limitată în primul rând de capacitatea condensatorului de cuplaj C_d , iar la frecvențe înalte de capacitățile parazite. În cele mai multe situații concrete frecvența limită superioară este mult mai mare decât frecvența limită inferioară și, cu o foarte bună aproximație, se poate scrie:

$$\boxed{B_{3dB} \cong f_i} \quad (6.21)$$

7.1 Electronica amplificatorului operațional

7.1.1 Amplificatorul diferențial

Amplificatorul operațional (AO) este un circuit integrat care are calitatea de a furniza la ieșire o tensiune proporțională cu diferența potențialelor celor două intrări ale sale. Factorul de amplificare a acestei diferențe este foarte mare (de ordinul 10^5). Elementul esențial al unui amplificator operațional este amplificatorul diferențial. Principiul de funcționare al amplificatorului diferențial poate fi înțeles pe baza schemei din fig.7.1. În simbolurile tranzistorilor am renunțat la cercurițe, semn că ei sunt parte componentă a unui circuit integrat.

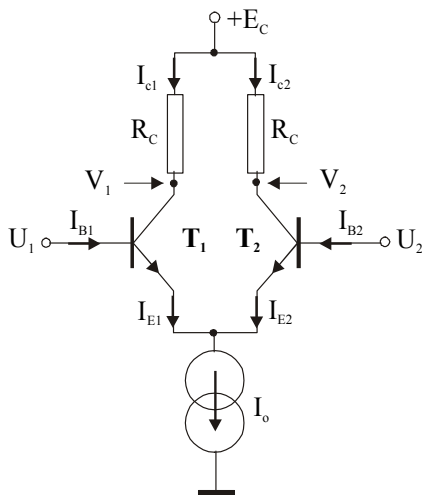


Fig.7.1

Tranzistorii T_1 și T_2 trebuie să fie foarte bine împerecheați astfel încât să aibă parametri identici. U_1 și U_2 sunt tensiunile de intrare aplicate între cele două baze și masă, iar V_1 și V_2 sunt potențialele față de masă ale celor doi colectori. Colectorii tranzistorilor reprezintă ieșirile amplificatorului. Între emitorii comuni ai tranzistorilor și masă este conectată o sursă de curent constant. Modul în care poate fi realizată o sursă de curent constant într-un circuit integrat îl vom prezenta ceva mai târziu.

Dacă factorii de amplificare ai tranzistorilor sunt foarte mari, curenții de bază pot fi neglijăți, astfel încât:

$$I_{c1} \cong I_{E1} \text{ și } I_{c2} \cong I_{E2} \quad (7.1)$$

Datorită prezenței sursei de curent constant, suma celor doi curenți de emitor va fi constantă și, în virtutea aproximațiilor (7.1), va fi constantă și suma celor doi curenți de colector:

$$I_{c1} + I_{c2} = \text{const.} \quad (7.2)$$

Aceasta înseamnă că o variație a unuia dintre cei doi curenți într-un sens va fi imediat compensată de variația celui alt curent cu aceeași cantitate dar în sens opus:

$$\Delta i_{c1} = -\Delta i_{c2} \quad (7.3)$$

Datorită acestui fapt, fiecare dintre cei doi curenți de colector va putea fi influențat de oricare dintre cele două tensiuni de bază. Astfel, dacă de exemplu $U_2 = \text{const.}$, o creștere cu Δu_1 a tensiunii U_1 va determina o creștere a curentului I_{c1} cu Δi_{c1} și o scădere cu aceeași cantitate a curentului I_{c2} . Deoarece rezistențele din colectoriile tranzistorilor și variațiile curenților de colector sunt identice, variațiile potențialelor colectorilor vor fi și ele identice dar complementare. În cazul precedent V_1 se va micșora și V_2 va crește (să ne amintim de caracterul inversor al tranzistorului). Astfel:

$$\Delta v_1 = -\Delta v_2 \quad (7.4)$$

Dacă se definesc câștigurile (amplificările) de la intrările spre ieșirile tranzistorilor T_1 și T_2 :

$$g_1 = \frac{\Delta v_1}{\Delta u_1} \quad (7.5)$$

$$g_2 = \frac{\Delta v_2}{\Delta u_2} \quad (7.6)$$

pe baza raționamentului precedent, se poate scrie egalitatea și complementaritatea lor:

$$g_1 = -g_2 = g \quad (7.7)$$

În virtutea faptului că fiecare tranzistor lucrează ca inversor câștigurile individuale sunt negative. Din relațiile (7.5) – (7.7) se poate scrie șirul de egalități:

$$g = \frac{\Delta v_1}{\Delta u_1} = \frac{\Delta v_2}{\Delta u_2} = -\frac{\Delta v_1}{\Delta u_2} = -\frac{\Delta v_2}{\Delta u_1} \quad (7.8)$$

Așadar, potențialul variabil v_I este o funcție de două variabile: $v_I = v_I(u_1, u_2)$. Variația sa poate fi scrisă sub forma:

$$\Delta v_I = \left. \frac{\partial v_I}{\partial u_1} \right|_{\Delta u_2=0} \Delta u_1 + \left. \frac{\partial v_I}{\partial u_2} \right|_{\Delta u_1=0} \Delta u_2 \quad (7.9)$$

Ținând seama de egalitățile (7.8) relația precedentă se poate scrie sub forma:

$$\Delta v_I = \left. \frac{\partial v_I}{\partial u_1} \right|_{\Delta u_2=0} \Delta u_1 - \left. \frac{\partial v_I}{\partial u_1} \right|_{\Delta u_1=0} \Delta u_2 \quad (7.10)$$

sau:

$$\Delta v_I = g(\Delta u_1 - \Delta u_2) \quad (7.11)$$

Datorită complementarității comportării celor doi tranzistori, putem scrie fără nici un fel de demonstrație:

$$\Delta v_2 = g(\Delta u_2 - \Delta u_1) \quad (7.12)$$

Dacă variațiile potențialelor celor două intrări sunt identice ($\Delta u_2 = \Delta u_1$), se spune că avem o **tensiune de mod comun**. Din ultimele două relații se vede imediat că amplificatorul diferențial nu amplifică tensiunea de mod comun. Se mai spune că **tensiunea de mod comun este rejectată**.

Expresia factorului de amplificare a tensiunii diferențiale poate fi dedusă pe baza schemei echivalente în regim de variații a amplificatorului diferențial din fig.7.1. Ea este prezentată în fig.7.2, în care între emitorii comuni și masă apare o întrerupere a circuitului datorită faptului că variația unei mărimi constante (aici I_o) este nulă.

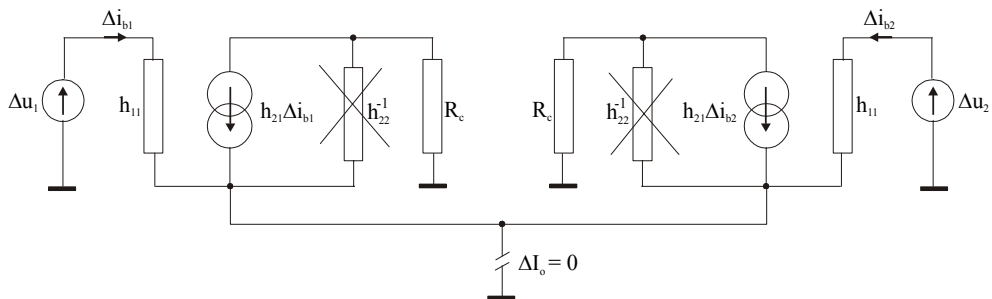


Fig7.2

Deoarece admitanța de ieșire h_{22} este de ordinul $10^{-5} - 10^{-6} \Omega^{-1}$, rezistența de ieșire h_{22}^{-1} va fi foarte mare ($10^5 - 10^6 \Omega$), astfel încât se poate neglija curentul care o traversează și ea poate fi eliminată din circuit. Cu această precizare, schema echivalentă din fig.7.2 poate fi transcrisă într-o formă mai sugestivă (fig.7.3).

Ne interesează calculul amplificării diferențiale g definite de relația (7.11). Dacă scriem expresiile legilor lui Kirchhoff în unicul nod al rețelei și pe ochiul marcat în figură, obținem ecuațiile:

$$\Delta i_{b1} + \Delta i_{b2} + h_{21}\Delta i_{b1} + h_{21}\Delta i_{b2} = 0 \quad (7.13)$$

$$\Delta u_1 - \Delta u_2 = h_{11}\Delta i_{b1} - h_{11}\Delta i_{b2} \quad (7.14)$$

Ecuația (7.13) mai poate scrisă sub forma $(h_{21} + 1)\Delta i_{b1} = -(h_{21} + 1)\Delta i_{b2}$, de unde rezultă că:

$$\Delta i_{b1} = -\Delta i_{b2} \quad (7.15)$$

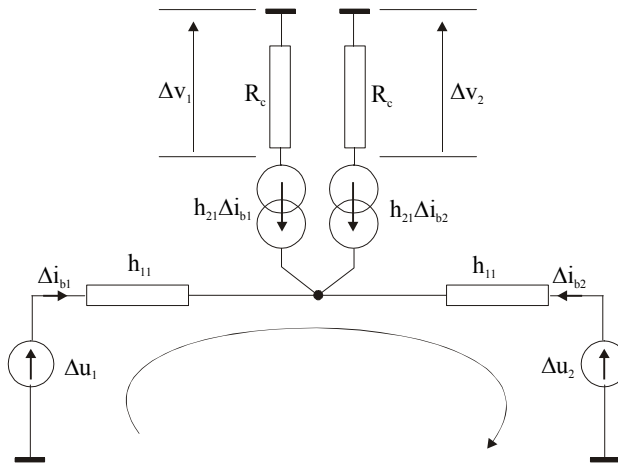


Fig.7.3

Din relațiile (7.14) și (7.15) se obține pentru variația curentului de bază:

$$\Delta i_{b1} = \frac{\Delta u_1 - \Delta u_2}{2h_{11}} \quad (7.16)$$

Variația tensiunii de ieșire este chiar căderea de tensiune pe rezistența R_c :

$$\Delta v_1 = -h_{21}\Delta i_{b1}R_c \quad (7.17)$$

Astfel, factorul de amplificare diferențială poate fi scris sub forma:

$$g = \frac{\Delta v_1}{\Delta u_1 - \Delta u_2} = -\frac{h_{21}}{2h_{11}} R_c \quad (7.18)$$

Din relația (7.16) poate fi exprimată rezistența de intrare a amplificatorului diferențial:

$$r_{in} = \frac{\Delta u_1 - \Delta u_2}{\Delta i_{b1}} = 2h_{11} \quad (7.20)$$

Rezistența de intrare h_{11} a unui tranzistor este de aproximativ $25k\Omega$, astfel că $r_{in} \cong 50k\Omega$. Valoarea ei poate fi mărită dacă intrarea în amplificator se face prin intermediul unui tranzistor compus Darlington sau a unui tranzistor cu efect de câmp.

7.1.2 Sursa de curent constant

Dintr-o structură de tip tranzistor se poate obține o structură de tip diodă dacă se șuntează joncțiunea bază-colector. Dacă o astfel de structură se conectează cu un tranzistor identic cu primul așa cum se arată în fig.7.4 se obține o **oglină de curent**.

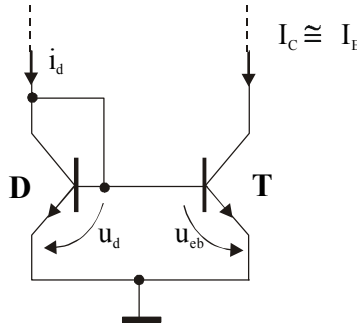


Fig.7.4

Dacă joncțiunea diodei este polarizată direct atunci și joncțiunea emitor-bază a tranzistorului va fi polarizată tot direct, cu aceeași tensiune $u_{eb} = u_d$. Astfel, curentul prin dioda polarizată direct și curentul de emitor al tranzistorului pot fi foarte bine aproximați cu relațiile:

$$i_d \cong I_s e^{\frac{eu_d}{kT}} \quad (7.21)$$

$$I_E \cong I_{es} e^{\frac{eu_{eb}}{kT}} \quad (7.22)$$

Structura semiconductoră fiind integrată, cele două joncțiuni emitor-bază pot fi realizate identic, astfel încât curenții inverși de saturație să fie egali:

$$I_s = I_{es} \quad (7.23)$$

Deoarece și tensiunile pe cele două joncțiuni sunt identice, rezultă că:

$$i_d = I_E \quad (7.24)$$

Dacă factorul de amplificare în curent continuu al tranzistorului este foarte mare atunci se poate neglija curentul său de bază și $I_c = I_E$. Ținând seama de relația (7.24) rezultă în final că:

$$\boxed{I_c = i_d} \quad (7.25)$$

Cu alte cuvinte, curentul de colector al tranzistorului este oglinda curentului prin dioda realizată din structura de tranzistor. Valoarea curentului prin diodă se stabilește prin polarizarea directă a ei printr-o rezistență, așa cum este arătat în fig.7.5.

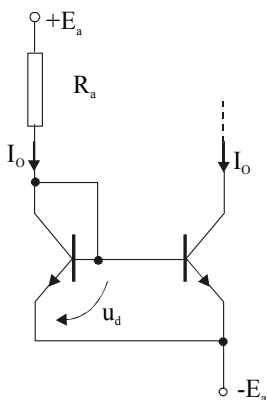


Fig.7.5

Expresia curentului I_o va fi:

$$I_o = \frac{2E_a - u_d}{R_a} \quad (7.26)$$

Dacă $2E_a \gg u_d$, valoarea curentului va depinde doar de mărimi constante:

$$\boxed{I_o \cong \frac{2E_a}{R_a} = const.} \quad (7.27)$$

7.2 Amplificatorul operațional

7.2.1 Caracteristici generale

Amplificatoarele operaționale au în structura lor circuite de intrare care le asigură o rezistență de intrare foarte mare, amplificatoare diferențiale, circuite de amplificare și circuite de ieșire care le asigură o rezistență de ieșire foarte mică. Simbolul folosit pentru amplificatorul operațional este prezentat în fig.7.6. Amplificatorul operațional este alimentat cu tensiuni simetrice (V_+ și V_-) pentru ca la ieșire să poată fi obținute atât tensiuni pozitive cât și tensiuni negative față de un potențial de referință care este potențialul bornei comune a celor două surse de alimentare. Trebuie să menționăm faptul că amplificatorul operațional ca circuit integrat nu are o bornă de masă. Curenții care ies din amplificator se întorc la sursele lor prin traseul comun.

Denumirea de amplificator operațional i-a fost atribuită acestui circuit integrat la începuturile existenței lui, când a fost folosit în electronica analogică și pentru efectuarea de operații aritmetice.

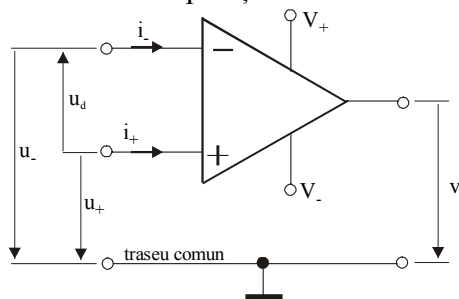


Fig.7.6

Notățiile folosite în fig.7.6 au următoarele semnificații:

- V_+ , V_- - tensiunile de alimentare simetrice cu valori uzuale în intervalul 12 – 20V.
- “+”, “-” - intrarea neinversoare și intrarea inversoare.
- u_+ , u_- - diferențele de potențial față de traseul comun ale intrărilor neinversoare și inversoare (tensiuni de intrare).
- i_+ , i_- - curenții de intrare în amplificatorul operațional.
- v : diferența de potențial dintre ieșire și traseul comun (tensiunea de ieșire).

Diferența dintre cele două tensiuni de intrare se numește *tensiune diferențială de intrare*:

$$u_d = u_+ - u_-$$

(7.28)

Tensiunea de ieșire a amplificatorului operațional este proporțională cu tensiunea diferențială de intrare. Factorul de proporționalitate dintre ele a fost denumit *factor de amplificare în buclă deschisă a tensiunii diferențiale de intrare*, A_d . Astfel:

$$v = A_d(u_+ - u_-) \quad (7.29)$$

Am făcut mențiunea “*în buclă deschisă*” deoarece este vorba despre amplificarea în absența oricărei fel conexiune între borna de ieșire și bornele de intrare. O astfel de conexiune se numește conexiune de reacție și vom afla mai multe despre ea în capitolul următor.

Din ultima relație se vede că dacă $u_+ = 0$, atunci $v = -A_d u_-$, adică tensiunea de ieșire are polaritatea inversată față traseul comun, comparativ cu tensiunea de intrare. De asemenea, dacă $u_- = 0$, atunci $v = A_d u_+$, adică tensiunea de ieșire are aceeași polaritate față de traseul comun ca și tensiunea de intrare. Din acest motiv cele două intrări se numesc “inversoare” și “neinversoare”.

Dacă tensiunile aplicate pe cele două intrări sunt egale se vorbește despre *tensiunea de mod comun* definită ca:

$$u_c = \frac{u_+ + u_-}{2} \quad (7.30)$$

La prezentarea amplificatorului diferențial am văzut că dacă tensiunile de intrare sunt identice (amplitudine, frecvență, fază), tensiunea de ieșire va fi nulă. În cazul unui amplificator operațional real acest lucru nu se mai întâmplă. Chiar și în cazul modului comun va exista la ieșire o tensiune foarte mică nenulă, v_c . Raportul dintre aceasta și tensiunea de mod comun a fost denumit *factor de amplificare a tensiunii de mod comun*:

$$A_c = \frac{v_c}{u_c} \quad (7.31)$$

Raportul dintre factorul de amplificare a tensiunii diferențiale de intrare și factorul de amplificare a tensiunii de mod comun se numește *rejecția modului comun (RMC)* și se exprimă în decibeli:

$$RMC = \frac{A_d}{A_c} [dB] \quad (7.31a)$$

Valoarea rejecției de mod comun este o măsură a calității lui de amplificator diferențial. Cu cât rejecția de mod comun are o valoare mai mare cu atât amplificatorul este mai bun.

O ultimă mărime caracteristică a amplificatorului operațional *este tensiunea de decalaj la intrare*, v_{Di} . Ea reprezintă valoarea acelei tensiuni care ar trebui aplicată la una din cele două intrări pentru ca tensiunea de ieșire să fie nulă, dacă $u_+ = u_- = 0$ și există o conexiune de reacție de la ieșire spre intrarea inversoare.

Valorile uzuale ale parametrilor caracteristici ai amplificatorului operațional sunt:

- $A_d \approx 10^5 - 10^6$ (amplificare diferențială foarte mare)
- $R_{in} \approx 10^6 \Omega$ (rezistență de intrare foarte mare)
- $R_{ies} \approx 10^2 - 10^3 \Omega$ (rezistență de ieșire foarte mică)
- $i_+, i_- \approx 10^{-9} \text{ A}$ (curenți de intrare foarte mici)
- $RMC \approx 60 - 100 \text{ dB}$ (rejecție mare a tensiunii de mod comun)
- $v_{Di} \approx 10^{-5} \text{ V}$

Având în vedere aceste valori, în foarte multe cazuri practice, atunci când condițiile de proiectare o permit, se lucrează cu noțiunea de **amplificator operațional ideal**, pentru care se admit următoarele aproximații:

- $A_d \rightarrow \infty$
- $R_{in} \rightarrow \infty$
- $R_{ies} = 0$
- $i_+, i_- = 0$
- $RMC \rightarrow \infty$
- $v_{Di} = 0$

Deoarece factorul de amplificare a tensiunii diferențiale de intrare este foarte mare, o diferență oricât de mică între u_+ și u_- va provoca la ieșire o tensiune mare. Dar cât de mare? Să luăm un exemplu: dacă $u_d = 100 \mu\text{V}$ și $A_d = 10^5$, atunci $v = 10^{-4} \cdot 10^5 = 10 \text{ V}$. În schimb, dacă tensiunea diferențială de intrare ar fi de 1 mV tensiunea de ieșire ar trebui să fie de 100 V. Dar tensiunea de ieșire nu poate depăși tensiunea de alimentare, așa că ne vom mulțumi cu valoarea $v \leq V_+$. Se spune în acest caz despre ieșirea amplificatorului că este în *saturație pozitivă*. În cazul în care tensiunea diferențială de intrare este negativă, ieșirea amplificatorului fără reacție poate intra în *saturație negativă*.

Caracteristica de transfer a unui amplificator operațional real, $v = v(u_d)$, este prezentată în fig.7.7a. Panta caracteristicii în vecinătatea originii este cu atât mai mare cu cât factorul de amplificare a tensiunii diferențiale este mai mare.

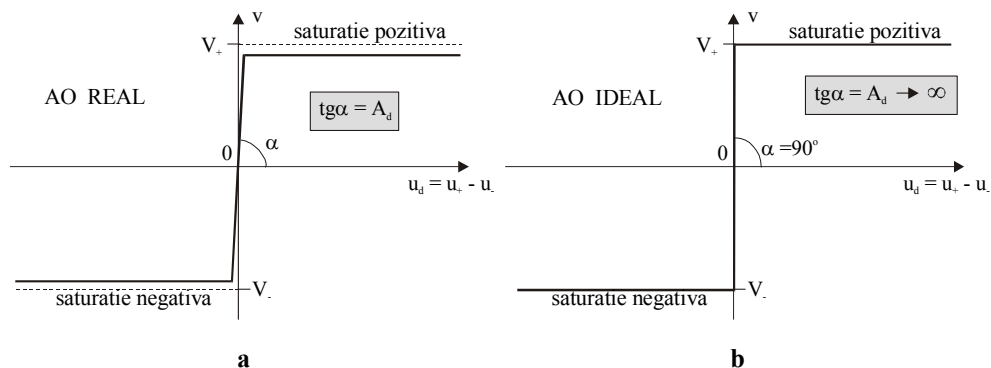


Fig.7.7

Caracteristica de transfer a amplificatorului operațional ideal este prezentată în fig.7.7b. Se poate observa că în cazul ideal saturația pozitivă sau negativă înseamnă tensiuni de ieșire egale cu tensiunile de alimentare.

În analizele care vor urma referitoare la aplicațiile amplificatorului operațional ne vom limita la cazul ideal. Erorile față de cazul real nu sunt semnificative, în schimb modalitățile de analiză se simplifică considerabil. De asemenea, nu vom mai figura în scheme tensiunile de alimentare simetrice și vom renunța la indicele “d” din notația factorului de amplificarea a tensiunii diferențiale, notându-l simplu cu A . Având în vedere aceste precizări putem stabili schema echivalentă a amplificatorului operațional pe care o vom folosi la analiza circuitelor în care acesta apare. Ea este prezentată în fig.7.8.

Din punct de vedere al intrărilor, între acestea este o întrerupere pentru că rezistența de intrare este infinită. Față de sarcina conectată la ieșirea sa, amplificatorul operațional ideal se comportă ca o sursă ideală de tensiune cu valoarea $v = A(u_+ - u_-)$.

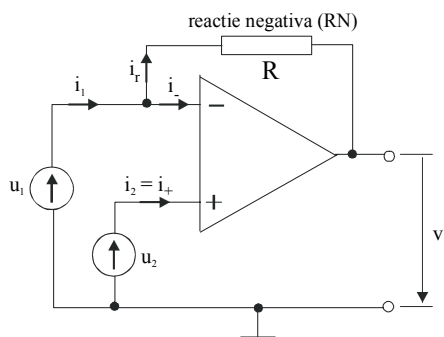


Fig.7.8

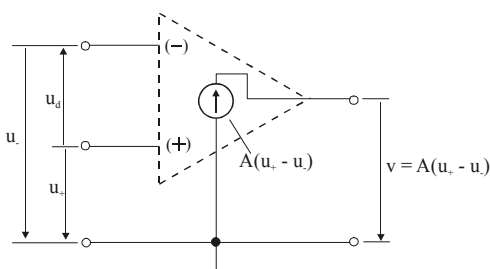


Fig.7.9

Am arătat că o tensiune diferențială oricât de mică poate “forța” ieșirea în saturație pozitivă sau negativă datorită factorului de amplificare foarte mare. Acest inconvenient poate fi înlăturat dacă ieșirea se conectează printr-o rezistență la intrarea inversoare (rezistența R din fig.7.9). Aceasta este o conexiune de reacție negativă (tensiunea de la ieșire este opusă ca semn tensiunii de la intrarea inversoare) care are drept consecință o reducere drastică a amplificării. Dar factorul de amplificare fără conexiunea de reacție este oricum prea mare, așa că ne putem permite o micșorare a lui.

Să vedem ce alte consecințe mai are existența unei conexiuni de reacție negativă. Să calculăm rezistența de intrare a amplificatorului din fig.7.9. Sursele de tensiune de la cele două intrări “simt” o sarcină pe care debitează energie (fig.7.10). Rezistența acestei sarcini reprezintă chiar rezistența de intrare a amplificatorului și ea poate fi exprimată cu ajutorul relației:

$$R_{inRN} = \frac{u_1 - u_2}{i_1 - i_2} \quad (7.32)$$

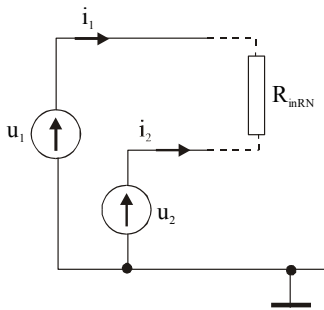


Fig.7.10

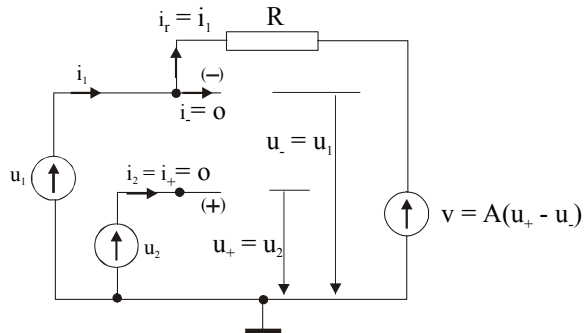


Fig.7.11

Rezistența de intrare poate fi calculată pe baza schemei echivalente a amplificatorului, schemă prezentată în fig.7.11. În urma analizei ei se pot scrie următoarele ecuații:

$$i_2 = 0 \quad (7.33)$$

$$u_+ = u_2 \quad (7.34)$$

$$u_- = u_1 \quad (7.35)$$

$$i_1 = \frac{u_1 - A(u_+ - u_-)}{R} = \frac{u_1 - Au_2 + Au_1}{R} \cong \frac{A(u_1 - u_2)}{R} \quad (7.36)$$

În ultime relație am ținut seama egalitățile (7.34) și (7.35) și de faptul că $A \gg 1$. Din relațiile (7.32), (7.33) și (7.36) rezultă expresia finală a rezistenței de intrare a amplificatorului din fig.7.9:

$$R_{inr} = \frac{R}{A} \quad (7.37)$$

De cele mai multe ori rezistența de reacție este de ordinul 10 - 20k Ω . Astfel, dacă $R = 10\text{k}\Omega$ și $A = 10^5$, rezultă pentru rezistența de intrare valoarea $R_{inRN} = 0,1\Omega$. Aceasta este o valoare extrem de mică comparativ cu celelalte rezistențe care apar în circuit, fiind aproape un scurtcircuit. Deoarece ea apare conectată între cele două intrări ale amplificatorului operațional, se poate spune cu o foarte bună aproximație că **potențialul față de masă al intrării inversoare este egal cu potențialul față de masă al intrării neinversoare**:

$$u_+ \cong u_- \quad (7.38)$$

În cazul particular în care intrarea neinversoare este conectată la traseul comun, considerat ca potențial de referință nul (masă), potențialul intrării neinversoare va fi și el. În acest caz se spune despre nodul M (fig.7.12) că este un **punct virtual de masă (PVM)**.

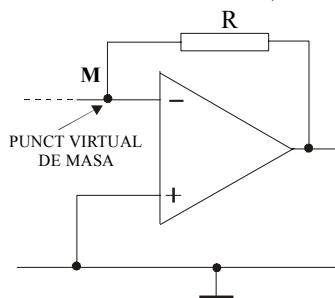


Fig.7.12

Am folosit cuvântul “*virtual*” pentru că între intrarea inversoare și masă nu există un contact galvanic. Potențialul nul este rezultatul reacției negative realizate prin rezistența R.

7.2.2 Circuite de bază cu amplificatoare operaționale

Deoarece factorul de amplificare al amplificatorului operațional în buclă deschisă este foarte mare, la aplicarea unei mici diferențe de potențial între intrările sale el poate intra în saturație pozitivă sau negativă. De aceea, atunci când el este folosit în diferite aplicații, se realizează o buclă de reacție negativă prin conectarea unei rezistențe între ieșire și intrarea inversoare. Pe

lângă micșorarea drastică a factorului de amplificare, reacția negativă are și un rol determinant în mărirea stabilității în funcționare a amplificatorului. Vom constata peste câteva rânduri că factorul de amplificare al unui circuit particular va fi determinat numai de valorile rezistențelor conectate în exteriorul circuitului integrat, nefiind influențat în nici un fel de către factorul de amplificare în buclă deschisă, A . Deoarece valorile rezistențelor sunt mult mai puțin dependente de temperatură decât proprietățile materialelor semiconductoare, stabilitatea în funcționare a circuitului în raport cu variațiile de temperatură va fi mult mai bună.

În unele manuale, circuitele de bază cu amplificatoare operaționale care realizează diverse funcții, sunt prezentate sub denumirea de *conexiuni* ale amplificatorului operațional. Tipurile de conexiuni se definesc în funcție de modul în care sunt conectate elementele de circuit exterioare amplificatorului operațional. Vom porni de la o conexiune generală, cu surse de tensiune și rezistențe conectate la ambele intrări, care se numește *conexiunea diferențială*. Ea este prezentată în fig.7.13. Expresia tensiunii de ieșire pentru conexiunea diferențială poate fi apoi particularizată pentru celelalte conexiuni de bază.

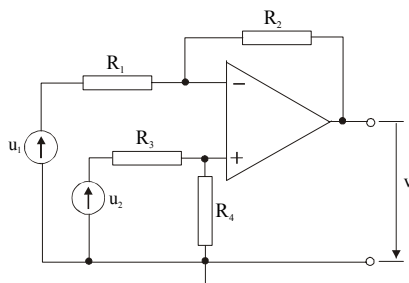


Fig.7.13

Înainte de a analiza conexiunea diferențială este necesară o precizare. Deducerea expresiei tensiunii de ieșire, și implicit a factorului de amplificare, pentru toate conexiunile amplificatorului operațional începe prin construirea schemei echivalente a întregului circuit, schemă în care amplificatorul operațional ideal este înlocuit cu schema sa echivalentă din fig.7.8. Continuarea analizei se poate face pe două căi distincte, cu aceeași finalitate:

- aplicând condiția de egalitate a potențialelor celor două intrări ale amplificatorului operațional, $u_+ \cong u_-$ (relația (7.38)).
- înlocuind valoarea v a tensiunii sursei echivalente de la ieșire cu expresia ei, $v = A(u_+ - u_-)$ și aplicând apoi condiția $A \gg 1$.

Vom demonstra această afirmație analizând conexiunea diferențială pe baza schemelor echivalente pentru cele două intrări, scheme prezentate în

fig.7.14. Reamintim încă odată că amplificatorul operațional este considerat ideal și $i_+ = i_- = 0$.

Aplicând teorema lui Millman pe schema echivalentă din fig.7.14a se poate scrie expresia potențialului față de masă al intrării inversoare:

$$u_- = \frac{R_2}{R_1 + R_2} u_1 + \frac{R_1}{R_1 + R_2} v \quad (7.39)$$

Pentru a obține expresia potențialului intrării neinversoare observăm că în fig.7.14b avem un divizor de tensiune și putem scrie:

$$u_+ = \frac{R_4}{R_3 + R_4} u_2 \quad (7.40)$$

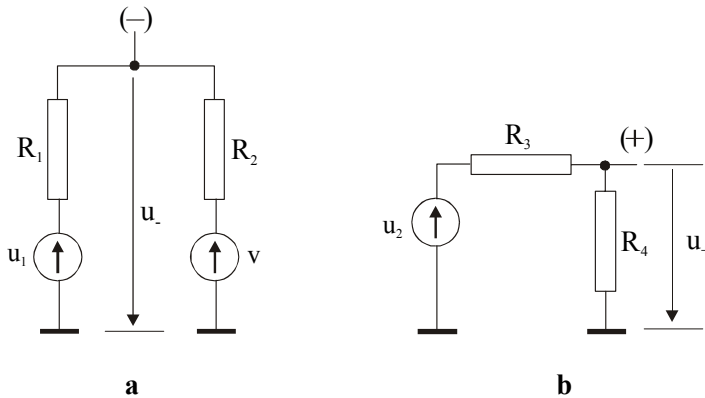


Fig.7.14

Până aici drumul a fost comun pentru cele două modalități de analiză. Acum ele se despart.

Prima modalitate

Pe baza condiției (7.38) egalăm expresiile (7.39) și (7.40) și exprimăm tensiunea de ieșire:

$$v = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \frac{R_4}{R_3 + R_4} u_2 - \frac{R_2}{R_1} u_1 \quad (7.41)$$

A doua modalitate

În expresia tensiunii de ieșire $v = A(u_+ - u_-)$ înlocuim u_+ și u_- cu expresiile lor din relațiile (7.39) și (7.40) și obținem:

$$v \left(1 + \frac{AR_1}{R_1 + R_2} \right) = A \left(\frac{R_4}{R_3 + R_4} u_2 - \frac{R_2}{R_1 + R_2} u_1 \right) \quad (7.42)$$

Deoarece R_1 și R_2 au același ordin de mărime și $A \gg 1$, se poate scrie $\frac{AR_1}{R_1 + R_2} \gg 1$. Cu această aproximare, va rezulta pentru tensiunea de ieșire chiar expresia (7.41) pe care nu o mai scriem încă odată.

Din punctul de vedere al utilizatorului este de dorit să fie amplificate doar diferențele tensiunilor de intrare. Această înseamnă că dacă $u_1 = u_2$, tensiunea de ieșire trebuie să fie nulă, $v = 0$. Impunând această condiție în relația (7.41), se obține egalitatea:

$$\boxed{\frac{R_3}{R_4} = \frac{R_1}{R_2}} \quad (7.43)$$

Aceasta este condiția obligatorie pentru ca amplificatorul în conexiune diferențială să opereze în condiții optime. În practică, de cele mai multe ori se lucrează în condițiile: $R_3 = R_1$ și $R_4 = R_2$.

Făcând substituția (7.43) în expresia tensiunii de ieșire (7.41) se obține:

$$v = -\frac{R_2}{R_1} (u_1 - u_2) \quad (7.44)$$

de unde rezultă imediat **expresia factorului de amplificare al conexiunii diferențiale**:

$$\boxed{A_r = \frac{v}{u_1 - u_2} = -\frac{R_2}{R_1}} \quad (7.45)$$

Se poate observa ca factorul de amplificare al amplificatorului diferențial construit cu un amplificator operațional nu depinde de factorul de amplificare în buclă deschisă al acestuia din urmă. Acest lucru este o consecință a reacției negative puternice.

Pentru analizarea celorlalte tipuri de conexiuni de bază vom particulariza relația (7.41) în funcție de particularitățile fiecărui circuit. Menționăm însă faptul că fiecare dintre ele poate fi analizată independent urmând una dintre cele două căi prezentate anterior.

Conexiunea inversoare (fig.7.15) se caracterizează prin faptul ca semnalul de intrare este aplicat intrării inversoare în timp ce intrarea neinversoare este conectată la masă.

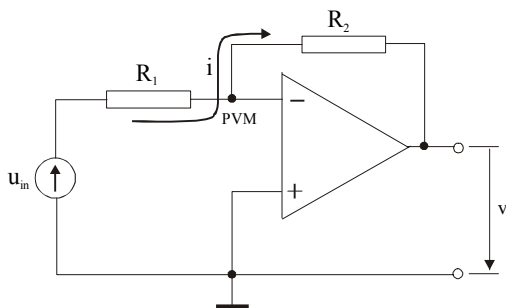


Fig.7.15

Comparând acest circuit cu cel al amplificatorului care lucrează în conexiune diferențială (fig.1.13) vom observa că în relația (7.41) trebuie să facem următoarele substituții:

$$R_4 = 0 \quad R_3 \rightarrow \infty \quad u_2 = 0 \quad u_1 = u_{in}$$

Cu acestea, pentru tensiunea de ieșire va rezulta următoarea expresie:

$$v = -\frac{R_2}{R_1} u_{in} \quad (7.46)$$

astfel încât **factorul de amplificare al conexiunii inversoare** va avea expresia.

$$\boxed{A_r = -\frac{R_2}{R_1}} \quad (7.47)$$

Deoarece $i_- = 0$, curentul care circulă prin rezistențele R_1 și R_2 este același și l-am notat cu i . Mai observăm că în cazul acestei conexiunii intrarea inversoare este un punct virtual de masă (PVM), astfel încât expresia curentului i va fi:

$$i = \frac{u_{in}}{R_1} \quad (7.48)$$

Se poate observa imediat că intensitatea curentului prin rezistența R_2 nu depinde de mărimea acesteia. De aceea *ramura de reacție din schema conexiunii inversoare este denumită ramură de curent constant*.

În cazul *conexiunii neinversoare* (fig.7.16) semnalul este aplicat direct pe intrarea neinversoare a amplificatorului operațional și intrarea inversoare este conectată la masă prin intermediul rezistenței R_1 . Particularizarea relației (7.41) se face punând condițiile:

$$R_4 \rightarrow \infty$$

$$R_3 = 0$$

$$u_1 = 0$$

$$u_2 = u_{in}$$

Pentru tensiunea de ieșire se va obține expresia:

$$v = \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) u_{in} \quad (7.49)$$

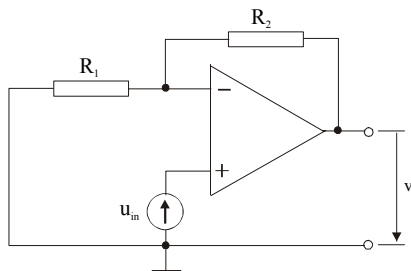


Fig.7.16

Așadar, **factorul de amplificare al conexiunii neinversoare** va fi:

$$A_r = 1 + \frac{R_2}{R_1} \quad (7.50)$$

Cea mai simplă dintre conexiuni este *conexiune repetoare* (fig.7.17).

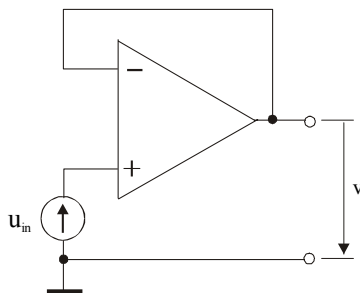


Fig.7.17

Practic ea este o particularizare a conexiunii neinversoare în care:

$$R_1 \rightarrow \infty$$

$$R_2 = 0$$

Făcând aceste substituții în relația (7.50) se obține **pentru factorul de amplificare al conexiunii repetoare**:

$$A_r = 1 \quad (7.51)$$

Desigur că vă veți pune întrebarea: la ce este utilă o astfel de conexiune dacă oricum ea nu face „nimic”? Răspunsul poate fi simplu: datorită reacției negative „totale”, circuitul se comportă față de sursa de semnal ca o impedanță extrem de mare, iar față de sarcina conectată la ieșirea lui ca o sursă de tensiune cu o impedanță de ieșire extrem de mică. De aceea el este folosit ca etaj tampon (buffer) în diferite circuite complexe.

O înțelegere mai bună a modului în care fiecare dintre conexiunile inversoare, neinversoare și repetoare acționează asupra unui semnal de intrare se realizează examinând reprezentările grafice din fig.7.18 ale formelor de undă de la intrare și ieșire pentru aceste conexiuni. Exemplificarea este făcută pentru cazul: $R_1 = 2\text{k}\Omega$ și $R_2 = 10\text{k}\Omega$.

Dacă privim conexiunile prezentate până acum putem stabili și o corespondență cu operațiile aritmetice:

- conexiunea inversoare \Leftrightarrow înmulțire cu o constantă și schimbare de semn
- conexiunea neinversoare \Leftrightarrow înmulțire cu o constantă
- conexiunea repetoare \Leftrightarrow înmulțirea cu elementul neutru

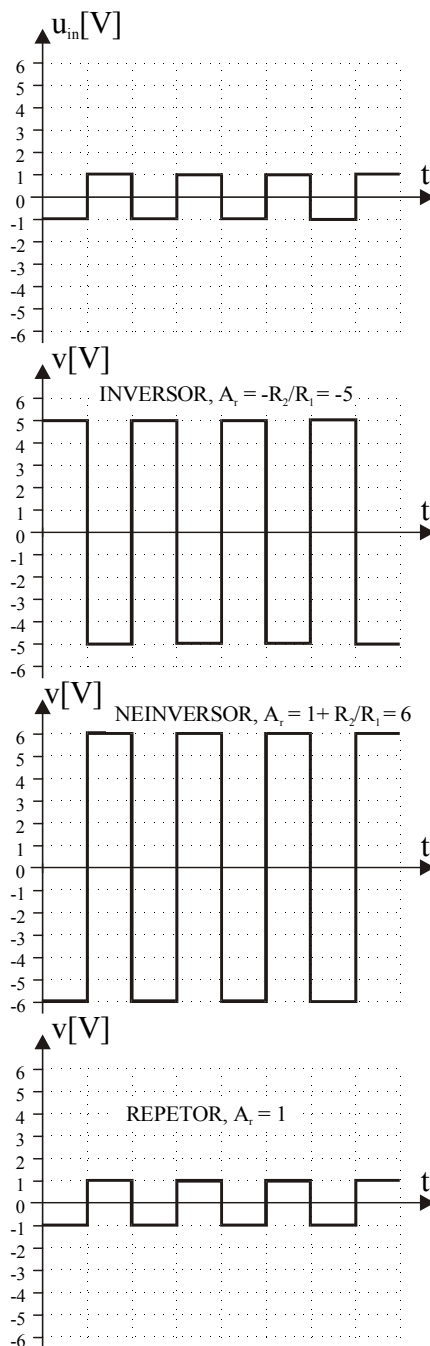


Fig.7.18

7.2.3 Alte conexiuni ale amplificatorului operațional

O conexiune care generalizează într-un fel conexiunea inversoare este *conexiunea sumatoare*. În fig.7.19a este prezentat un sumator pentru două tensiuni, dar rezultatul pe care-l vom obține în urma analizei lui poate fi generalizat foarte ușor.

Datorită faptului că intrarea neinversoare este conectată la masă, intrarea inversoare este un punct virtual de masă, ceea ce înseamnă că $u_- = 0$. Prin aplicarea teoremei lui Millman pe schema echivalentă pentru intrarea inversoare prezentată în fig.7.19b, se obține următoarea expresie pentru tensiunea dintre intrarea inversoare și masă:

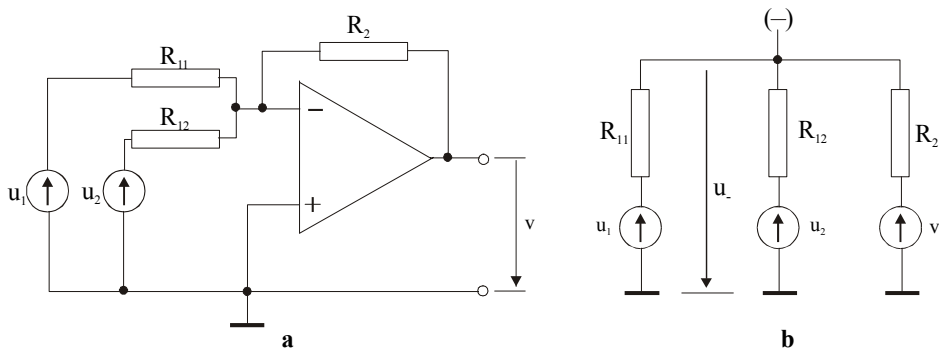


Fig.7.19

$$u_- = \frac{\frac{u_1}{R_{11}} + \frac{u_2}{R_{12}} + \frac{v}{R_2}}{\frac{1}{R_{11}} + \frac{1}{R_{12}} + \frac{1}{R_2}} \quad (7.52)$$

Punând condiția $u_- = 0$ se obține pentru tensiunea de ieșire:

$$v = -\left(\frac{R_2}{R_{11}}u_1 + \frac{R_2}{R_{12}}u_2\right) \quad (7.53)$$

Se poate observa imediat că tensiunea de ieșire este o însumare ponderată a tensiunilor de intrare, coeficienții de ponderare fiind chiar factorii de amplificare ai conexiunilor inversoare independente pentru fiecare tensiune de intrare.

Relația de însumare (7.53) poate fi generalizată sub forma:

$$v = -\sum_{i=1}^n \frac{R_2}{R_{li}} u_i \quad (7.54)$$

Alte circuite cu amplificatoare operaționale cu care se pot “construi” funcții matematice de bază sunt circuitele de integrare, derivare și logaritmare.

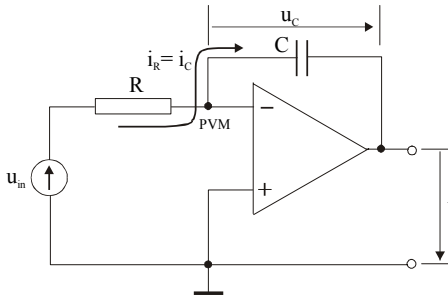


Fig.7.20

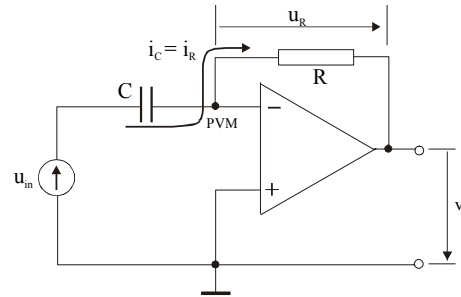


Fig.7.21

Schema de bază a unui *circuit de integrare* este prezentată în fig.7.20. Ramura de reacție în care se află condensatorul este ramura de curent constant (vezi și relația (7.48)):

$$i_C(t) = \frac{u(t)}{R} \quad (7.55)$$

Deoarece intrarea inversoare a amplificatorului operațional este un punct virtual de masă se poate scrie:

$$v = -u_c = -\frac{1}{C} \int i_C(t) dt \quad (7.56)$$

Înlocuind expresia curentului din relația (7.55) în relația (7.56) se obține expresia tensiunii de ieșire în funcție de tensiunea de intrare:

$$v = -\frac{1}{RC} \int u(t) dt \quad (7.57)$$

Tensiunea de ieșire va reprezenta integrala tensiunii de intrare demultiplicată cu constanta de timp a circuitului de reacție luată cu semnul “-”.

Circuitul de derivare prezentat în fig.7.21 poate fi analizat în mod asemănător cu cel de integrare, scriindu-se relațiile:

$$i_R(t) = i_C(t) = C \frac{du_c(t)}{dt} \quad (7.58)$$

$$v = -u_R = -i(t)R \quad (7.59)$$

$$\boxed{v = -RC \frac{du_c(t)}{dt}} \quad (7.60)$$

Funcționarea *circuitului de logaritmare* din fig.7.22 se bazează pe dependența curentului prin dioda polarizată direct de tensiunea la bornele ei, dependență descrisă de relația (2.3).

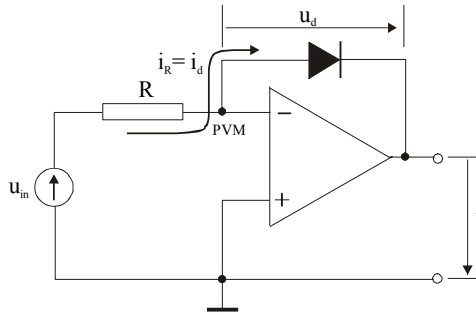


Fig.7.22

Ținând seama de faptul că dioda se află în ramura de curent constant și că intrarea inversoare este un punct virtual de masă se pot scrie relațiile:

$$i_d(t) = i_R(t) = I_s e^{\frac{eu_d}{kT}} \quad (7.61)$$

$$i_R(t) = \frac{u(t)}{R} \quad (7.62)$$

și

$$v = -u_d \quad (7.63)$$

Dacă se înlocuiește expresia curentului (7.62) în relația (7.61), apoi aceasta din urmă se logaritmează și se exprimă tensiunea u_d , pe baza egalității (7.63) va rezulta pentru tensiunea de ieșire:

$$\boxed{v = -\frac{kT}{e} \ln \frac{u(t)}{RI_s}} \quad (7.64)$$

8 AMPLIFICAREA ȘI REACȚIA

8.1 Reacția la amplificatoare

În electronică, prin reacție se înțelege aducerea unei fracțiuni din semnalul de ieșire (\underline{X}_{ies}) la intrarea amplificatorului. Această fracțiune, care se numește **semnal de reacție** (\underline{X}_r), se însumează (vectorial sau fazorial) cu semnalul furnizat de sursa de semnal (\underline{X}_s), iar rezultanta lor va constitui semnalul de intrare în amplificator (\underline{X}_{in}). Pentru a obține semnalul de reacție, semnalul de ieșire se aplică la intrarea unui circuit alcătuit din elemente de circuit pasive (rezistori, condensatori, bobine), circuit care se numește **rețea de reacție**. Rețeaua de reacție pe de o parte divizează semnalul de ieșire și, pe de alta, introduce un defazaj al semnalului de reacție față de semnalul de ieșire. Sublinierea semnalelor ne arată că acestea sunt mărimi complexe, caracterizate prin amplitudine, frecvență și fază. Schema bloc a unui amplificator cu reacție este prezentată în fig.8.1. În ea am notat cu A și β modulul factorului de amplificare al amplificatorului fără reacție, respectiv modulul factorului de transfer al rețelei de reacție iar cu φ_A și φ_β defazajul introdus de amplificator, respectiv defazajul introdus de rețeaua de reacție.

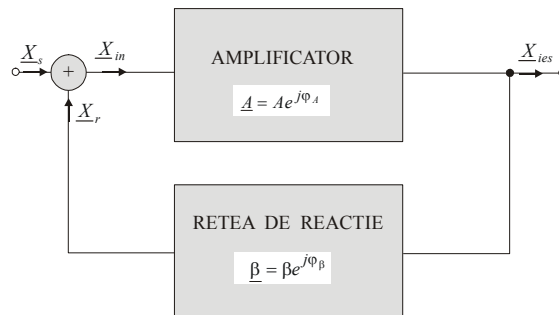


Fig.8.1

Cu aceste notații, între semnalele din circuit se pot scrie următoarele relații:

$$\underline{X}_{ies} = \underline{A} \underline{X}_{in} \quad (8.1)$$

$$\underline{X}_r = \underline{\beta} \underline{X}_{ies} \quad (8.2)$$

$$\underline{X}_{in} = \underline{X}_s + \underline{X}_r \quad (8.3)$$

Cu ajutorul acestor relații, factorul cu care semnalul furnizat de sursa de semnal este amplificat de către amplificatorul cu reacție va fi:

$$\underline{A}_r = \frac{\underline{X}_{ies}}{\underline{X}_s} = \frac{\underline{A}}{1 - \underline{\beta}\underline{A}} \quad (8.4)$$

Produsul complex dintre factorul de amplificare al amplificatorului și factorul de reacție poate fi scris sub forma:

$$\underline{\beta}\underline{A} = \beta A e^{j(\varphi_A + \varphi_\beta)} = \beta A e^{j\varphi_\Sigma} = \beta A (\cos \varphi_\Sigma + j \sin \varphi_\Sigma) \quad (8.5)$$

în care φ_Σ reprezintă suma defazajelor introduse de amplificator și rețeaua de reacție. Astfel, modulul factorului de amplificare în prezența reacției va fi:

$$\boxed{A_r = \frac{A}{\sqrt{1 - 2\beta A \cos \varphi_\Sigma + \beta^2 A^2}}} \quad (8.6)$$

Această relație poate fi discutată în funcție de valoarea lui φ_Σ . Vom considera două cazuri de referință:

- dacă $\varphi_\Sigma = (2k+1)\pi$, $\cos \varphi_\Sigma = -1$ și semnalul de reacție este în antifază cu semnalul furnizat de sursa de semnal. Reacția se numește **reacție negativă** și factorul de amplificare va avea expresia:

$$\boxed{A_r = \frac{A}{1 + \beta A}} \quad (8.7)$$

Se poate observa că în prezența reacției negative factorul de amplificare este mai mic decât în absența ei:

$$\boxed{A_r < A.}$$

- dacă $\varphi_\Sigma = 2k\pi$, $\cos \varphi_\Sigma = 1$ și semnalul de reacție este în fază cu semnalul furnizat de sursa de semnal. Reacția se numește **reacție pozitivă** și factorul de amplificare va avea expresia:

$$\boxed{A_r = \frac{A}{1 - \beta A}} \quad (8.8)$$

Din această relație rezultă că factorul de amplificare în prezența reacției pozitive este mai mare decât în absența ei:

$$\boxed{A_r > A.}$$

8.2 Influența reacției negative asupra parametrilor amplificatorului

8.2.1 Influența asupra mărimii factorului de amplificare

Am arătat deja că prezența reacției negative are drept consecință micșorarea factorului de amplificare.

8.2.2 Influența asupra stabilității factorului de amplificare

Am văzut în capitolele precedente că parametrii unui element activ (în particular un tranzistor) depind de poziția punctului static de funcționare care, la rândul său, este dependentă de temperatura ambiantă, de variațiile tensiunii de alimentare, de zgomote de altă natură etc. Aceasta înseamnă că și factorul de amplificare al unui amplificator va fi influențat de acești factori perturbatori. Considerând relația (8.7) și derivând-o în raport cu variabila A vom obține:

$$\frac{dA_r}{dA} = \frac{1}{(1 + \beta A)^2} = \frac{A}{1 + \beta A} \cdot \frac{1}{A} \cdot \frac{1}{1 + \beta A} \quad (8.9)$$

Observând că am aranjat relația astfel încât în ea să apară expresia factorului de amplificare cu reacție, putem să exprimăm variația relativă a acestuia:

$$\boxed{\frac{dA_r}{A_r} = \frac{\frac{dA}{A}}{1 + \beta A}} \quad (8.10)$$

Deci, variația relativă a factorului de amplificare în prezența reacției negative este de $1 + \beta A$ ori mai mică decât variația relativă a lui în absența reacției negative. Dacă de exemplu $\beta A = 9$ și $dA/A = 1\%$, atunci $dA_r/A_r = 0,1\%$. Deci, reacția negativă contribuie la **mărirea stabilității factorului de amplificare**.

8.2.3 Influența asupra benzii de frecvențe

Expresiile (6.10) și (6.16) “ne spun” cum variază factorii de amplificare în tensiune ai unui amplificator fără reacție la frecvențe joase, respectiv înalte. Ele pot fi rescrise în condițiile în care amplificatorul are reacție negativă. Astfel, la frecvențe joase factorul de amplificare în prezența reacției poate fi scris sub forma:

$$A_{ujr} = \frac{A_{uj}}{1 + \beta A_{uj}} = \frac{\frac{A_{uo}}{1 - j \frac{f_j}{f}}}{1 + \frac{\beta A_{uo}}{1 - j \frac{f_j}{f}}} = \frac{\frac{A_{uo}}{1 + \beta A_{uo}}}{1 - j \frac{1}{f} \cdot \frac{f_j}{1 + \beta A_o}} \quad (8.11)$$

sau, mai concentrat:

$$A_{ujr} = \frac{A_{or}}{1 - j \frac{f_{jr}}{f}} \quad (8.12)$$

unde:

$$\boxed{f_{jr} = \frac{f_j}{1 + \beta A_{uo}}} \quad (8.13)$$

Procedând în mod analog cu factorul de amplificare cu reacție negativă la frecvențe înalte:

$$A_{uir} = \frac{A_{ui}}{1 + \beta A_{ui}} = \frac{\frac{A_{uo}}{1 + j \frac{f}{f_i}}}{1 + \frac{\beta A_{uo}}{1 + j \frac{f}{f_i}}} = \frac{\frac{A_{uo}}{1 + \beta A_{uo}}}{1 + j \cdot \frac{f}{f_i(1 + \beta A_o)}} \quad (8.14)$$

obținem:

$$A_{uir} = \frac{A_{or}}{1 + j \frac{f}{f_{ir}}} \quad (8.15)$$

unde:

$$\boxed{f_{ir} = f_i(1 + \beta A_{uo})} \quad (8.16)$$

Vom observa că expresiile (8.12) și (8.15) au forme asemănătoare expresiilor (6.10) și (6.16).

Am văzut în Capitolul 6 că frecvențele f_j și f_i delimitează inferior, respectiv superior, banda de frecvențe amplificatorului fără reacție. În mod similar, f_{jr} și f_{ir} vor delimita banda de frecvențe a amplificatorului care lucrează cu reacție negativă. Se vede clar că ele reprezintă acele frecvențe la care amplificarea scade cu 3dB față de amplificarea la frecvențe medii în prezența reacției negative (A_{uor}). Din expresiile lor, (8.13) și (8.16), rezultă

că frecvența limită inferioară scade în timp ce frecvența limită superioară crește. Aceasta înseamnă că reacția negativă conduce la **mărirea benzii de frecvențe a amplificatorului**.

Astfel, banda de frecvențe a amplificatorului cu reacție negativă va fi:

$$B_{r3dB} = f_{ir} - f_{jr} \cong f_{ir} \quad (8.17)$$

deoarece, practic $f_{ir} \gg f_{jr}$.

Am văzut până acum că reacția negativă are două acțiuni complementare: micșorarea factorului de amplificare și lărgirea benzii de frecvențe. Să vedem ce obținem dacă facem produsul acestora:

$$A_{uor} B_{r3dB} = \frac{A_{uo}}{1 + \beta A_{uo}} \cdot f_i (1 + \beta A_{uo}) = A_{uo} f_i \quad (8.18)$$

Dar, produsul $A_{uo} f_i$ reprezintă chiar produsul amplificare \times banda de frecvențe în absența reacției negative. Așadar:

$$\boxed{A_{uor} B_{r3dB} = A_{uo} B_{3dB}} \quad (8.19)$$

adică, **produsul amplificare \times banda de frecvențe rămâne constant**. Sau, altfel spus, banda de frecvențe poate fi lărgită pe seama micșorării factorului de amplificare sau, un factor de amplificare foarte mare poate fi obținut numai în interiorul unei benzi înguste de frecvențe.

8.2.4 Influența reacției negative de tensiune asupra impedențelor de intrare și ieșire

Reacția poate fi de tensiune, de curent sau mixtă. Dacă semnalul care intră în rețeaua de reacție este o tensiune proporțională cu tensiunea de ieșire iar semnalul de reacție este tot o tensiune (care apare în serie cu tensiunea semnalului de amplificat), atunci reacția este de tensiune. În acest caz amplificatorul trebuie să fie un amplificator de tensiune. El poate fi reprezentat ca un cuadropol care, pentru sursa de semnal, se comportă ca o impedență (impedența de intrare a cuadropolului) iar pentru sarcină se comportă ca o sursă reală de tensiune. Rețeaua de reacție fiind pasivă, se comportă ca un cuadropol pasiv cu o impedență de intrare ($Z_{1\beta}$) și una de ieșire ($Z_{2\beta}$).

Schema bloc a unui amplificator cu reacție negativă în tensiune este prezentată în fig.8.2. Pentru ca amplificatorul să lucreze în condiții optime este necesar ca energia consumată de către rețeaua de reacție să fie cât mai mică. De aceea, impedența de intrare a rețelei de reacție trebuie să fie cât mai mare ($Z_{1\beta} \gg Z_{sarc}$) și impedența de ieșire cât mai mică ($Z_{2\beta} \ll Z_{in}$). De asemenea, este necesar ca sursa de semnal și amplificatorul să se apropie cât mai mult de niște surse ideale de tensiune în raport cu intrarea

amplificatorului, respectiv cu impedanța de sarcină, adică: $Z_s \ll Z_{in}$ și $Z_{ies} \ll Z_{sarc}$.

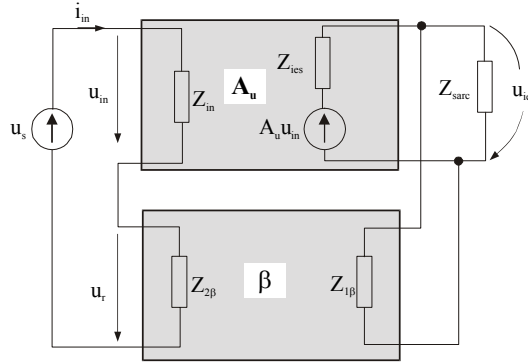


Fig.8.2

Vom presupune că toate aceste condiții sunt îndeplinite și vom deduce expresiile impedanței de intrare și impedanței de ieșire ale amplificatorului cu reacție negativă în tensiune.

Astfel:

$$Z_{inru} = \frac{u_s}{i_{in}} = \frac{u_{in} + u_r}{i_{in}} = \frac{u_{in}}{i_{in}} \cdot \left(1 + \frac{u_r}{u_{in}} \right) \quad (8.20)$$

Dar, $\frac{u_{in}}{i_{in}} = Z_{in}$ și $\frac{u_r}{u_{in}} = \beta A_u$, astfel încât:

$$\boxed{Z_{inru} = Z_{in} (1 + \beta A_u)} \quad (8.21)$$

Pentru calculul impedanței de ieșire pornim de la definiția impedanței de ieșire a unui cuadropol:

$$Z_{iesru} = \frac{u_{iesgol}}{i_{iessc}} \quad (8.22)$$

Analizând schema din fig.8.2, se poate observa că în condiții de mers în gol ($Z_{sarc} \rightarrow \infty$) prin impedanța de intrare $Z_{1\beta}$ a rețelei de reacție circulă curent, deci reacția negativă este prezentă. Astfel:

$$u_{iesgol} = \frac{A_u}{1 + \beta A_u} u_s \quad (8.23)$$

În condiții de mers în scurtcircuit ($Z_{sarc} = 0$) intrarea rețelei de reacție este șuntată și nu mai există reacție negativă. De aceea $u_{in} = u_s$ și:

$$i_{iessc} = \frac{A_u u_s}{Z_{ies}} \quad (8.24)$$

Din ultimele trei relații vom exprima impedanța de ieșire:

$$Z_{iesru} = \frac{Z_{ies}}{1 + \beta A_u} \quad (8.25)$$

Relațiile (8.21) și (8.25) ne spun că impedanța de intrare a amplificatorului cu reacție negativă de tensiune crește de $(1 + \beta A_u)$ ori, în timp ce impedanța lui de ieșire scade de același număr de ori. Aceasta înseamnă că la intrare amplificatorul “ajută” sursa de semnal să se apropie de idealitate iar la ieșire are o comportare mai apropiată de o sursă ideală de tensiune față de impedanța de sarcină. Adică, se îmbunătățesc condițiile pe care le consideram necesare cu câteva paragrafe mai sus.

8.2.5 Influența reacției negative de curent asupra impedanțelor de intrare și ieșire

Dacă semnalul care intră în rețeaua de reacție este un curent proporțional cu intensitatea curentului de ieșire și semnalul de reacție este tot un curent care se însumează în antifază cu cel al semnalului pentru a da semnalul de intrare, atunci reacția este o reacție negativă de curent. În acest caz, amplificatorul trebuie să fie un amplificator de curent. Reprezentat ca un cuadropol, el trebuie să aibă o impedanță de intrare cât mai mică față de cea a sursei de semnal și o impedanță de ieșire cât mai mare pentru a se comporta față de sarcină ca o sursă de curent cât mai apropiată de idealitate.

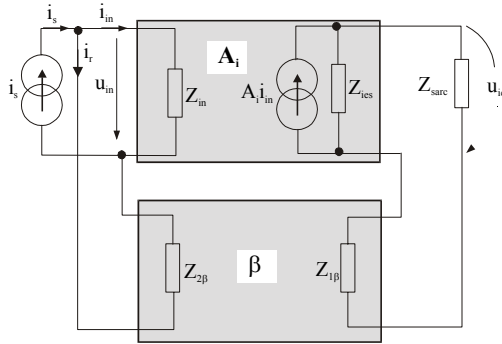


Fig.8.3

Schema bloc a unui amplificator cu reacție negativă de curent este prezentată în fig.8.3. Pentru ca amplificatorul să lucreze în condiții optime este necesar $Z_{1\beta} \ll Z_{sarc}$ și $Z_{2\beta} \gg Z_{in}$. De asemenea, este necesar ca sursa de semnal și amplificatorul să se apropie cât mai mult de niște surse ideale

de curent în raport cu intrarea amplificatorului, respectiv cu impedanța de sarcină, adică: $Z_s \gg Z_{in}$ și $Z_{ies} \gg Z_{sarc}$.

Presupunem, ca și în cazul reacției negative de tensiune, că toate condițiile enumerate mai sus sunt îndeplinite. În aceste condiții, expresia impedanței de intrare a amplificatorului cu reacție negativă de curent va fi:

$$Z_{inri} = \frac{u_{in}}{i_s} = \frac{u_{in}}{i_{in} + i_r} = \frac{u_{in}}{i_{in}} \cdot \frac{1}{1 + \frac{i_r}{i_{in}}} \quad (8.26)$$

Dar, $\frac{u_{in}}{i_{in}} = Z_{in}$ și $\frac{i_r}{i_{in}} = \beta A_i$, astfel încât:

$$\boxed{Z_{inri} = \frac{Z_{in}}{1 + \beta A_i}} \quad (8.27)$$

Impedanța de ieșire o vom calcula și în acest caz pornind de la definiția ei reiterată în relația (8.22).

Pe schema din fig.8.3 se poate observa că în condiții de mers în gol ($Z_{sarc} \rightarrow \infty$) prin impedanța de intrare $Z_{I\beta}$ a rețelei de reacție nu circulă curent, deci nu există reacție negativă. În această situație $i_{in} = i_s$ și:

$$u_{iesgol} = A_i i_s Z_{ies} \quad (8.28)$$

Dacă ieșirea amplificatorului este scurtcircuitată ($Z_{sarc} = 0$), atunci prin impedanța de intrare $Z_{I\beta}$ a rețelei de reacție circulă curent și reacția negativă este prezentă. Atunci:

$$i_{iessc} = \frac{A_i}{1 + \beta A_i} i_s \quad (8.29)$$

Din relația de definire a impedanței de ieșire (8.22) și ultimele două relații vom exprima impedanța de ieșire:

$$\boxed{Z_{iesri} = Z_{ies}(1 + \beta A_i)} \quad (8.30)$$

Din relațiile (8.27) și (8.30) se poate observa că impedanța de intrare a amplificatorului cu reacție negativă de tensiune scade de $(1 + \beta A_i)$ ori, în timp ce impedanța lui de ieșire crește de același număr de ori. Deci, condițiile pe care trebuie să le îndeplinească un amplificator de curent, impedanță de intrare cât mai mare și impedanță de ieșire cât mai mică, se îmbunătățesc considerabil dacă amplificatorului propriu-zis i se adaugă o rețea de reacție negativă de curent.

9 AMPLIFICAREA, REACȚIA ȘI GENERAREA SEMNALELOR ARMONICE

9.1 Condiția de autooscilație

Am văzut în Capitolul 8 că dacă unui amplificator i se adaugă o rețea pasivă de reacție și semnalul de reacție este în fază cu semnalul furnizat de sursa de semnal (reacție pozitivă), factorul de amplificare are expresia (8.8):

$$A_r = \frac{A}{1 - \beta A}$$

Din punct de vedere fizic, pentru ca relația precedentă să aibă sens este necesar ca produsul βA să fie subunitar. Dacă această condiție este îndeplinită, factorul de amplificare al amplificatorului în prezența reacției pozitive va fi mai mare decât factorul de amplificare în absența ei, $A_r > A$.

Situația cea mai interesantă apare atunci când produsul βA se apropie de unitate sau devine chiar egal cu ea, $\beta A = 1$. Atunci, cel puțin teoretic, factorul de amplificare cu reacție devine infinit, ceea ce înseamnă că poate exista un semnal la ieșirea amplificatorului cu reacție pozitivă chiar și atunci când la intrarea nu se aplică nici un semnal din exterior. Cu alte cuvinte amplificatorul poate deveni el însuși generator de semnal, intrând într-un regim de autooscilație. De aceea se mai spune că **un oscilator poate fi definit ca un amplificator cu reacție pozitivă care își generează singur semnalul de intrare**.

Putem așadar concluziona că pentru ca un amplificator să devină generator de semnal (*oscilator*) trebuie îndeplinite două condiții:

- să aibă reacție pozitivă
- produsul dintre factorul de amplificare și factorul de reacție să fie unitar, $\beta A = 1$.

Aceste condiții pot fi deduse și pornind de la faptul că factorul de amplificare și factorul de reacție sunt mărimi complexe, punând condiția generală de autooscilație:

$$\underline{\beta A} = 1 \quad (9.1)$$

Condiția (9.1) se mai numește **condiția de oscilație a lui Barkhausen**. Fiind o relație între mărimi complexe ea poate fi scrisă și sub forma (vezi și relația (8.5)):

$$\beta A e^{j(\varphi_A + \varphi_\beta)} = 1 \quad (9.2)$$

Această egalitate complexă poate fi descompusă în două egalități reale:

$$A = 1 / \beta = \gamma \quad (9.3)$$

și

$$\varphi_A + \varphi_\beta = 2k\pi \quad (9.4)$$

unde γ este atenuarea rețelei de reacție și $k = 0, 1, 2, \dots$

Condiția (9.3) reprezintă necesitatea ca atenuarea introdusă de rețeaua de reacție să fie compensată de amplificator (*condiția de amplitudine*) iar relația (9.4) arată că suma defazajelor introduse de amplificator și rețeaua de reacție trebuie să fie un multiplu întreg de 2π , adică semnalul de reacție trebuie să fie în fază cu semnalul de intrare (*condiția de fază*).

Până aici totul pare logic. Dar se pun două întrebări de bun simț:

- *dacă amplificatorului cu reacție pozitivă nu i se furnizează un semnal din exterior atunci ce va amplifica el? Cum își generează el semnalul?*
- *dacă amplificarea devine teoretic infinită, de ce totuși semnalele generate au o amplitudine finită?*

Vom încerca niște răspunsuri tot de bun simț.

La prima întrebare răspunsul este ceva mai complicat și probabil îl vom înțelege mai bine după ce vom analiza în detaliu câteva rețele de reacție. Am văzut că rețeaua de reacție trebuie să introducă un anumit defazaj pentru a realiza condiția de fază. Deci, în mod obligatoriu ea trebuie să conțină elemente de circuit reactive: condensatori sau bobine sau ambele. Deoarece reactanțele acestora depind de frecvență ($X_C = 1/\omega C$, $X_L = \omega L$), și factorul de reacție β va depinde de frecvență. Aceasta înseamnă că, pentru un factor de amplificare A dat și pentru niște valori concrete ale elementelor de circuit din rețeaua de reacție, va exista o singură frecvență pentru care condiția $\beta A = 1$ va fi satisfăcută. Sau, altfel spus, *rețeaua de reacție este selectivă*. Și totuși, ce amplifică amplificatorul? Să ne continuăm raționamentul. La conectarea tensiunii de alimentare a amplificatorului-oscilator curenții și tensiunile pe elementele reactive vor avea un regim tranzitoriu. De la zero la niște valori finite. Se știe că orice semnal poate fi considerat ca fiind compus dintr-o serie de semnale pur armonice (sinusoidale) cu frecvențe diferite. Dintre toate acestea va fi favorizat doar semnalul cu frecvența pentru care este îndeplinită condiția lui Barkhausen. Acesta va fi cel amplificat de amplificator, apoi prin rețeaua de reacție

ajunge din nou la intrarea amplificatorului, este din nou amplificat și fenomenele se repetă. Amplitudinea semnalului favorizat va crește după fiecare ciclu. Dar, până când?

Este clar că acest proces nu poate avea o durată infinită pentru că, în caz contrar, el ar duce la niște oscilații cu amplitudine infinită. Din punct de vedere fizic aceasta ar însemna un consum infinit de energie. Deci, undeva trebuie să ne oprim. Finalul acestui proces va fi dictat de elementul activ al amplificatorului. Să spunem că acesta este un tranzistor care, atunci când semnalul de intrare depășește o anumită amplitudine, va intra în fiecare semiperioadă a lui în stare de blocare sau de saturație limitând amplitudinea oscilațiilor la o valoare care depinde și de mărimea tensiunii de alimentare. Puteți înțelege mai bine acest mecanism dacă mai priviți odată cu atenție fig.4.4. Astfel, un răspuns mai sec la cea de a doua întrebare ar putea fi: amplitudinea oscilațiilor generate este limitată de neliniaritatea caracteristicii de transfer a elementului activ.

9.2 Rețele de reacție

Structura rețelor de reacție folosite la construcția oscilatoarelor depinde în primul rând de domeniul de frecvență în care se încadrează oscilațiile generate. În general, în domeniul *audiofrecvență* se folosesc rețele de tip *RC*, iar în domeniul *radiofrecvență* se folosesc circuite rezonante *LC*. Vom analiza pe rând câteva dintre rețele de reacție folosite mai frecvent.

9.2.1 Rețeaua RC

Rețeaua RC este alcătuită din trei filtre elementare trece-jos sau trece-sus conectate în cascadă. Un exemplu de astfel de rețea este prezentat în fig.9.1.

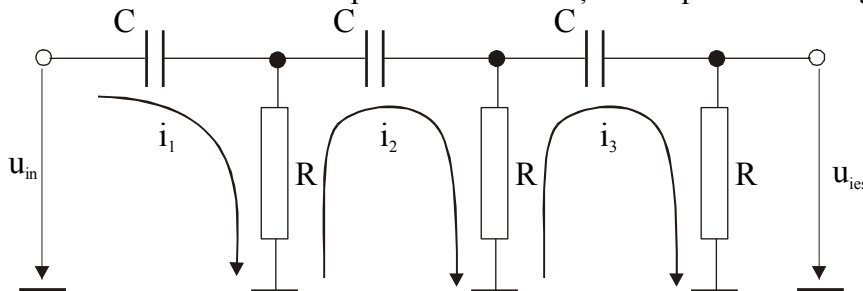


Fig.9.1

Ea este o cascadă de trei filtre trece-sus. Pentru calculul funcției de transfer și a defazajului introdus de rețea putem scrie expresiile legii a doua a lui Kirchhoff pe cele trei ochiuri de rețea, apelând la metoda curenților independenți:

$$u_{in} = i_1(R - jX_c) - i_2R \quad (9.5)$$

$$0 = -i_1R + i_2(2R - jX_c) - i_3R \quad (9.6)$$

$$0 = -i_2R + i_3(2R - jX_c) \quad (9.7)$$

În ecuațiile precedente am introdus notația $X_c = \frac{1}{\omega C}$.

Pe de altă parte, tensiunea de la ieșirea rețelei de reacție va fi:

$$u_{ies} = i_3R \quad (9.8)$$

Rezolvând sistemul de ecuații (9.5) – (9.7) în raport cu i_3 și înlocuindu-l pe acesta în ecuația (9.8), se obține pentru tensiunea de ieșire expresia:

$$u_{ies} = u_{in} \frac{1}{\left(1 - 5 \frac{f_1^2}{f^2}\right) - j \frac{f_1}{f} \left(6 - \frac{f_1^2}{f^2}\right)} \quad (9.9)$$

în care am introdus notația:

$$f_1 = \frac{1}{2\pi RC} \quad (9.10)$$

Funcția de transfer a rețelei, $\underline{\beta} = \frac{u_{ies}}{u_{in}}$, va fi:

$$\underline{\beta} = \frac{1}{\left(1 - 5 \frac{f_1^2}{f^2}\right) - j \frac{f_1}{f} \left(6 - \frac{f_1^2}{f^2}\right)} \quad (9.11)$$

După raționalizarea relației precedente se poate scrie expresia defazajului dintre semnalul de ieșire și cel de intrare ca funcție de frecvență:

$$\varphi = \arctg \frac{\frac{f_1}{f} \left(6 - \frac{f_1^2}{f^2}\right)}{1 - 5 \frac{f_1^2}{f^2}} \quad (9.12)$$

Caracteristica de transfer și caracteristica de fază pentru rețeaua de defazare cu $R = 4,7k\Omega$ și $C = 10nF$ sunt prezentate în fig.9.2. La frecvența

$f_o = \frac{f_1}{\sqrt{6}} = \frac{1}{2\pi RC\sqrt{6}} = 1,38kHz$ rețeaua introduce un defazaj de $-\pi$ radiani și o atenuare de 30dB.

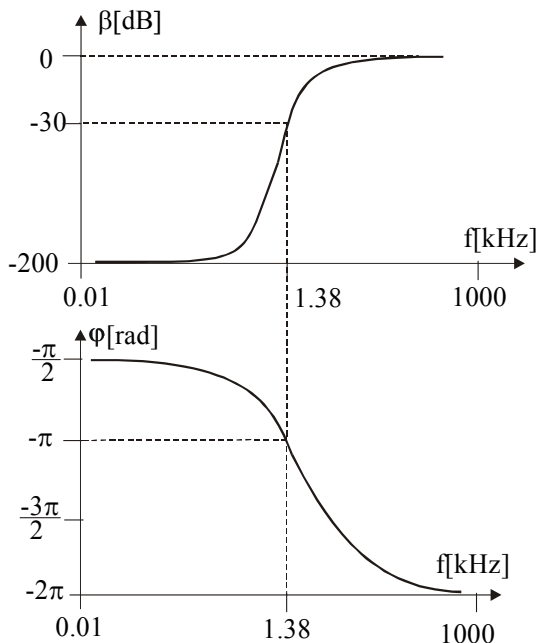


Fig.9.2

9.2.2 Rețeaua Wien

O rețea cu proprietăți selective bune și cu o largă utilizare în oscilatoarele de joasă frecvență este rețeaua Wien prezentată în fig.9.3.

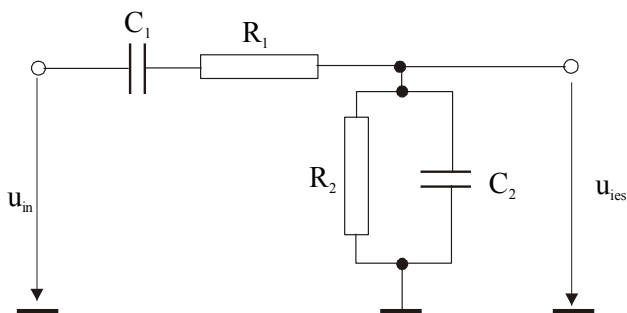


Fig.9.3

Schema reprezintă o combinație de două filtre: un filtru trece-jos, care introduce un defazaj negativ și un filtru trece-sus, care introduce un defazaj pozitiv. Va exista astfel o frecvență la care defazajele se compensează reciproc, rezultând un defazaj total nul. Pentru analiza comportării filtrului vom observa că avem un divizor de tensiune a cărui tensiune de ieșire poate fi scrisă sub forma:

$$u_{ies} = \frac{\frac{R_2 \frac{1}{j\omega C_2}}{R_2 + \frac{1}{j\omega C_2}}}{R_1 + \frac{1}{j\omega C_1} + \frac{R_2 \frac{1}{j\omega C_2}}{R_2 + \frac{1}{j\omega C_2}}} \cdot u_{in} \quad (9.13)$$

După efectuarea câtorva operații elementare funcția complexă de transfer poate fi adusă la forma:

$$\underline{\beta} = \frac{1}{1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1} + j\left(\omega C_2 R_1 - \frac{1}{\omega C_1 R_2}\right)} \quad (9.14)$$

Situația cea mai frecvent întâlnită este aceea în care $R_1 = R_2 = R$ și $C_1 = C_2 = C$. Dacă introducem notația $f_o = \frac{1}{2\pi RC}$, atunci expresiile funcției de transfer și a defazajului introdus de rețea sunt:

$$\underline{\beta} = \frac{1}{3 + j\left(\frac{f}{f_o} - \frac{f_o}{f}\right)} \quad (9.15)$$

$$\varphi = \arctg \frac{\frac{f_o}{f} - \frac{f}{f_o}}{3} \quad (9.16)$$

Reprezentările grafice ale acestor funcții pentru o rețea Wien cu valorile elementelor componente $R = 1\text{k}\Omega$ și $C = 10\text{ nF}$ sunt prezentate în fig.9.4. La o frecvență $f = f_o = 15,9\text{ kHz}$ defazajul este nul ($\varphi = 0$) și atenuarea introdusă de rețeaua de defazare este $-9,5\text{dB}$ ($\beta = 1/3$).

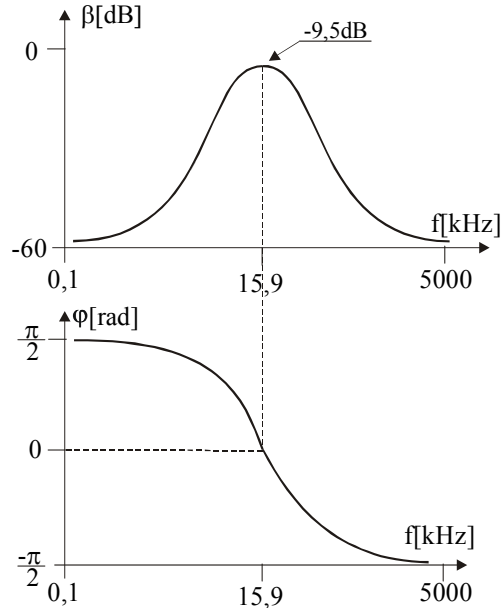


Fig.9.4

9.2.3 Rețeaua dublu T

Un alt tip de rețea selectivă RC cu o selectivitate mai bună decât rețeaua Wien este rețeaua dublu T prezentată în fig.9.5. Ea este compusă din doi cuadrupoli în T conectați în paralel. Cuadруполul format din rezistențele R și din capacitatea C/k reprezintă un filtru trece-jos iar cel format din capacitățile C și rezistența kR reprezintă un filtru trece-sus. Dacă se introduce notația $f_o = \frac{1}{2\pi RC}$, atunci se obține următoarea funcție de transfer

$$\underline{\beta} = \frac{\left(k - 2k^2 \frac{f_o^2}{f^2}\right) - j\left(2k^2 \frac{f_o}{f} - k \frac{f_o^3}{f^3}\right)}{\left[k - (2k^2 + 2k + 1) \frac{f_o^2}{f^2}\right] - j\left[(2k^2 + 2k + 1) \frac{f_o}{f} - k \frac{f_o^3}{f^3}\right]} \quad (9.17)$$

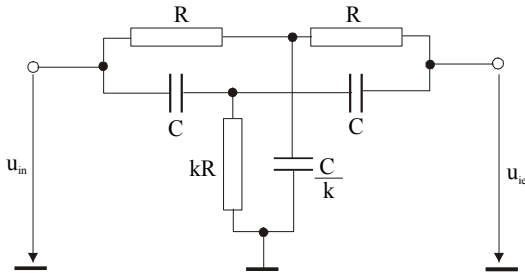


Fig.9.5

Valoarea minimă a modulului funcției de transfer este:

$$\beta = \frac{k(2k - 1)}{2k^2 + k + 1} \quad (9.18)$$

Pentru $k = 1/2$ rețeaua dublu T va introduce un defazaj nul la frecvența $f = f_o$, iar funcția de transfer va prezenta o atenuare maximă (teoretic infinită). Reprezentările grafice ale funcției de transfer și defazajului unei rețele dublu T cu valorile elementelor de circuit $R = 1\text{k}\Omega$, $C = 10\text{nF}$ și $k = 1/2$ sunt prezentate în fig.9.6.

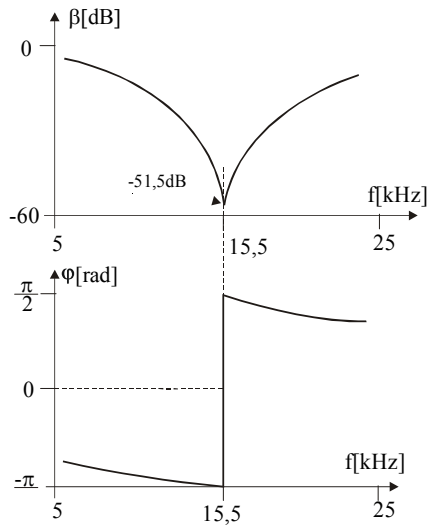


Fig.9.6

9.2.4 Circuitul rezonant

În multe tipuri de oscilatoare care generează semnale armonice în domeniul radiofrecvență se folosesc drept sarcină și rețea de reacție *circuite rezonante LC*. Unul dintre acestea este prezentat în fig.9.7.

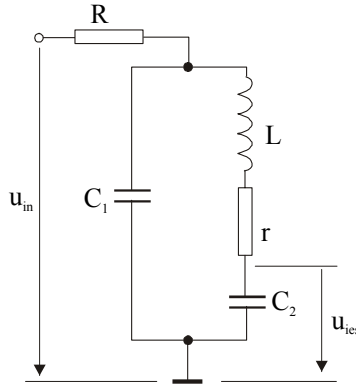


Fig.9.7

Circuitul rezonant este format dintr-o bobină cu inductanța L și rezistența de pierderi r și condensatorii cu capacitățile C_1 și C_2 . Dacă notăm cu C_{ech} capacitatea echivalentă serie a celor doi condensatori:

$$C_{ech} = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} \quad (9.19)$$

și cu f_o frecvența de rezonanță a unui circuit paralel LC_{ech} fără pierderi:

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_{ech}}} \quad (9.20)$$

atunci se poate demonstra că frecvența de rezonanță a circuitului din fig.9.7, alimentat cu un curent constant, este:

$$f = f_o \sqrt{1 - \frac{C_{ech} r^2}{L}} \quad (9.21)$$

Curentul de alimentare a circuitului rezonant este furnizat de ieșirea amplificatorului care poate fi privit ca sursă de tensiune sau sursă de curent. Pentru a funcționa ca rețea de reacție într-un oscilator, tensiunea de ieșire a rețelei (tensiunea de reacție a amplificatorului) se colectează de pe condensatorul C_2 . În fig.9.7 am presupus că rețeaua este alimentată de o sursă de tensiune cu rezistența de ieșire R .

Caracteristica de transfer și caracteristica de fază pentru o rețea de reacție ca cea din fig.9.7, alcătuită din elemente cu valorile: $L = 1\text{mH}$, $r = 10\Omega$, $C_1 = C_2 = 1\text{nF}$ și $R = 10\text{k}\Omega$ sunt prezentate în fig.9.8. Am ales pentru

cele două capacități aceeași valoare pentru că, după cum vom vedea în paragrafele următoare, intrarea în regim de autooscilație este mai ușoară în această situație.

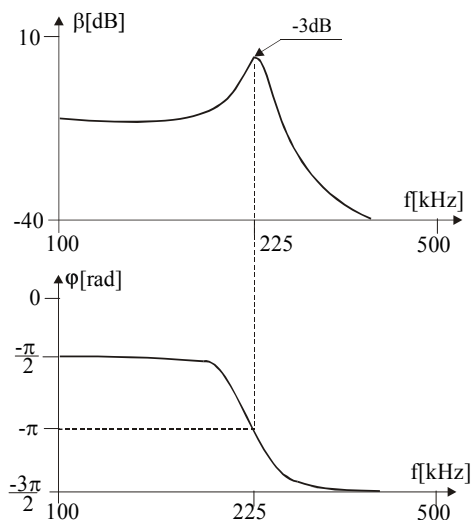


Fig.9.8

Se poate observa că la o frecvență egală cu frecvența proprie de rezonanță a circuitului (aici, aproximativ 225kHz) caracteristica de transfer prezintă un maxim și defazajul dintre tensiunea de ieșire și tensiunea de intrare este de $-\pi$ radiani. Dacă și amplificatorul introduce tot un defazaj de $-\pi$ radiani, atunci defazajul total va fi de -2π radiani, îndeplinind condiția de reacție pozitivă.

9.3 Oscilator RC cu tranzistor bipolar

Schema unui oscilator de joasă frecvență cu tranzistor bipolar și rețea de defazare cu trei celule RC identice este prezentată în fig.9.9.

Oscilatorul este realizat dintr-un amplificator conexiune emitor comun, urmat de rețeaua de reacție prezentată și analizată în paragrafele precedente. Defazajul dintre tensiunea de la ieșirea amplificatorului și cea de la intrarea lui este de $-\pi$ radiani. Pentru a avea reacție pozitivă rețeaua de reacție trebuie să introducă și ea tot un defazaj de $-\pi$ radiani. Frecvența la

care se produce acest defazaj este $f = \frac{f_o}{\sqrt{6}} = \frac{1}{2\pi RC\sqrt{6}} = 1,38\text{kHz}$ (vezi relația (9.12) și graficul din fig.9.2).

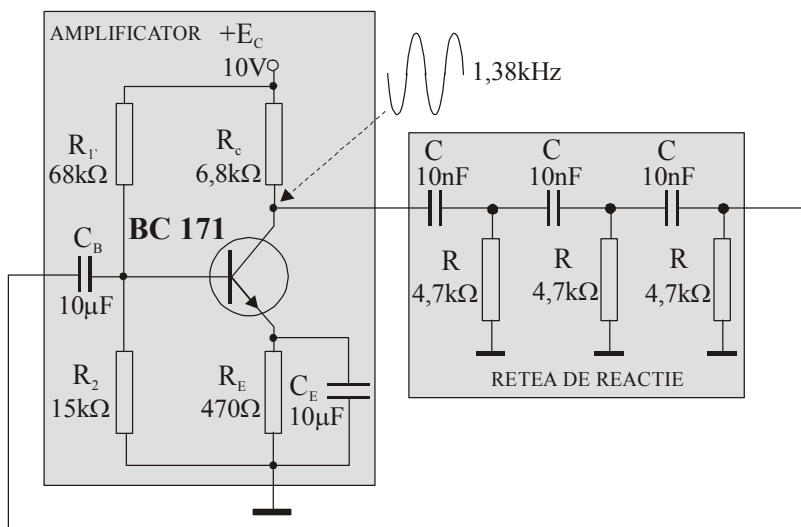


Fig.9.9

Din relația (9.11) rezultă că la această frecvență modulul factorului de transfer al rețelei de reacție este $\beta = \frac{1}{29}$. Ținând seama de condiția de autooscilație a lui Barkhausen, $\beta A_{uo} = 1$, rezultă că dacă $A_{uo} \geq 29$ amplificatorul cu reacție pozitivă din fig.9.9 va intra în regim de autooscilație pe frecvența de 1,38kHz.

9.4 Oscilator Wien cu amplificator operațional

Un oscilator pentru frecvențe relativ joase, foarte ușor de realizat și fără a ridica probleme din punct de vedere al intrării în regim de autooscilație este cel cu rețea de reacție Wien și cu amplificator operațional. O schemă concretă este prezentată în fig.9.10.

După cum am văzut, la frecvența $f_o = \frac{1}{2\pi RC}$ rețeaua de reacție nu introduce defazaj între semnalul de la intrarea ei și cel de la ieșire (vezi relația (9.16) și fig.9.4). Aceasta înseamnă că pentru a avea o reacție pozitivă nici amplificatorul nu trebuie să introducă vreun defazaj. În cazul amplificatorului operațional, am învățat că tipul de conexiune care îndeplinește această condiție este cea neînversoare. Așadar, pentru îndeplinirea condiției de fază semnalul de reacție trebuie aplicat pe intrarea neînversoare a amplificatorului operațional.

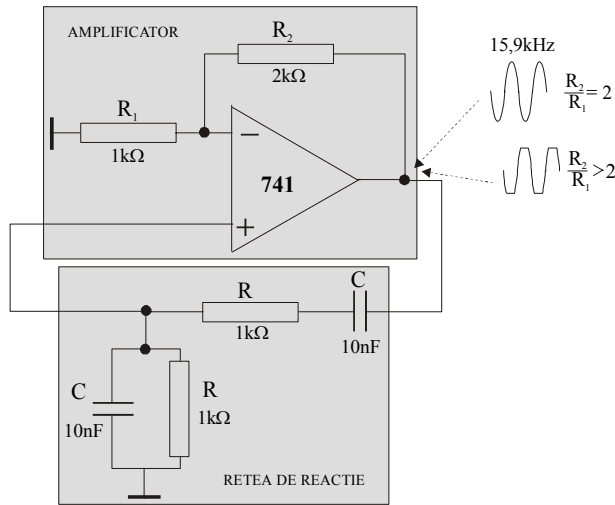


Fig.9.10

Din relația (9.15) rezultă că la frecvența pentru care este îndeplinită condiția de fază (în cazul de față $f_o = 15,9\text{kHz}$), factorul de transfer al rețelei de reacție este $\beta = 1/3$. Factorul de amplificare al conexiunii neinversoare este $A_r = 1 + R_2/R_1$. Din condiția de autooscilație: $\beta A_r = 1$, se stabilește valoarea raportului minim dintre rezistențele care determină factorul de amplificare: **$R_2/R_1 = 2$** . Pentru această valoare a raportului R_2/R_1 semnalul de ieșire va fi sinusoidal. Dacă valoarea raportului este mai mică, condiția de autooscilație nu este îndeplinită și la ieșire nu vom avea nici un fel de semnal variabil. Dacă valoarea lui este mai mare decât 2, la ieșire vom obține un semnal asemănător cu o sinusoidă cu vârfurile retezate deoarece ieșirea amplificatorului operațional va ajunge alternativ în saturație pozitivă sau negativă.

9.5 Oscilator de radiofrecvență cu tranzistor bipolar

Oscilatoarele de radiofrecvență ($3 \cdot 10^4 - 3 \cdot 10^8 \text{ Hz}$) conțin ca rețea de reacție selectivă un circuit paralel LC cu frecvența de rezonanță în domeniul considerat. Se știe că dacă un condensator cu capacitatea C , încărcat cu o anumită cantitate de energie electrică, este conectat la bornele unei bobine cu inductanța L și rezistența de pierderi r , în circuitul format (circuit oscilant) pot lua naștere oscilații sinusoidale amortizate. Dacă bobina este de bună calitate ($\omega L \gg r$), frecvența acestora va fi determinată doar de inductanța bobinei și capacitatea condensatorului:

$$f_o \cong \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (9.22)$$

Procesul periodic de transformare a energiei acumulate în câmpul electric al condensatorului în energie acumulată în câmpul magnetic al bobinei și invers se va desfășura numai dacă este îndeplinită condiția:

$$r < 2\sqrt{\frac{L}{C}} \quad (9.23)$$

Amortizarea oscilațiilor se datorează pierderilor de energie prin efect Joule în rezistența de pierderi a bobinei și rezistențele cablurilor de conexiune. Viteza de atenuare a amplitudinii lor este cu atât mai mare cu cât rezistența totală de pierderi este mai mare. Intuiția ne spune că dacă aceste pierderi de energie vor fi compensate într-un mod oarecare, procesul oscilatoriu poate continua un interval de timp oricât de lung fără ca amplitudinea oscilațiilor să scadă.

Practic există două posibilități de realizare a acestui deziderat:

- *compensarea rezistenței pozitive de pierderi cu o rezistență diferențială negativă*
- *pomparea în circuit în fiecare perioadă a oscilației a unei cantități de energie egală cu cea disipată în același interval de timp.*

Oscilatoarele cu rezistență negativă au în schema lor un element de circuit cu o caracteristică voltamperică care are o porțiune cu pantă negativă. Un astfel de element este dioda tunel a cărei caracteristică este prezentată în fig.2.13. Dacă ea este polarizată astfel încât punctul său static de funcționare să fie pe porțiunea AB a acestei caracteristici, atunci efectul rezistenței diferențiale negative:

$$\frac{du}{di} = -\rho \quad (9.24)$$

poate compensa efectul de pierderi al rezistenței pozitive.

Oscilatoarele de radiofrecvență LC fac parte din cea de a două categorie, în care energia pierdută în elementele de circuit disipative este compensată cu energie absorbită de elementul activ de la sursa de alimentare și transmisă circuitului oscilant. Există mai multe tipuri de oscilatoare de radiofrecvență LC . Dintre acestea vom exemplifica analiza unui astfel de generator de semnale sinusoidale pe oscilatorul Colpitts. O schemă funcțională de oscilator Colpitts este prezentată în fig.9.11. Ea folosește drept sarcină și rețea de reacție un circuit rezonant de tipul celui prezentat în fig.9.7.

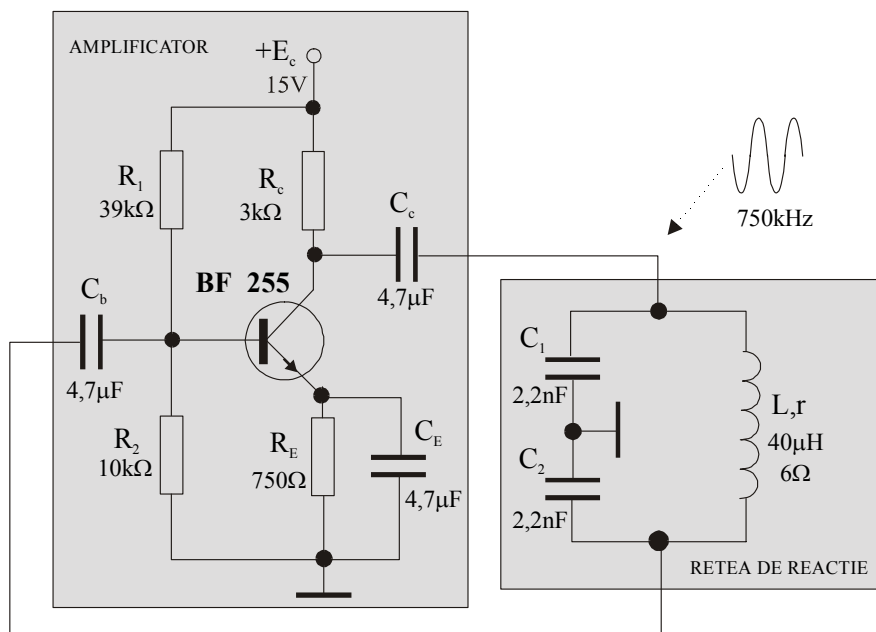


Fig.9.11

Schema echivalentă la variații a oscilatorului din fig.9.11 este prezentată în fig.9.12.

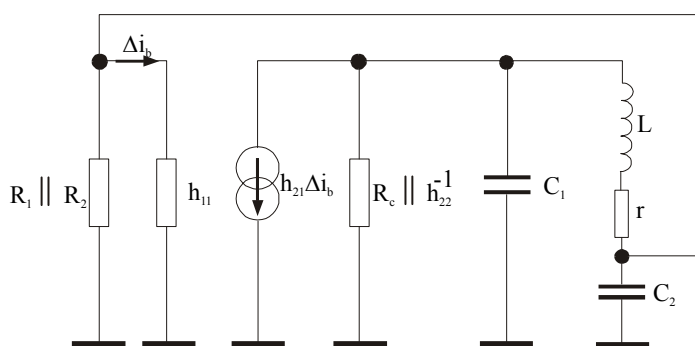


Fig.9.12

Având în vedere valorile concrete ale elementelor de circuit și parametrii caracteristici ai tranzistorului, se pot face următoarele aproximații:

$$\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \gg h_{11}; \quad \frac{R_c h_{22}^{-1}}{R_c + h_{22}^{-1}} \gg Z' \quad (9.25)$$

unde Z' este impedanța circuitului oscilant în condiții de rezonanță împreună cu rezistența de intrare h_{11} a tranzistorului. Precizăm că aproximațiile precedente nu au o influență semnificativă asupra rezultatelor finale. Schema echivalentă simplificată pe baza acestor aproximații este prezentată în fig.9.13.

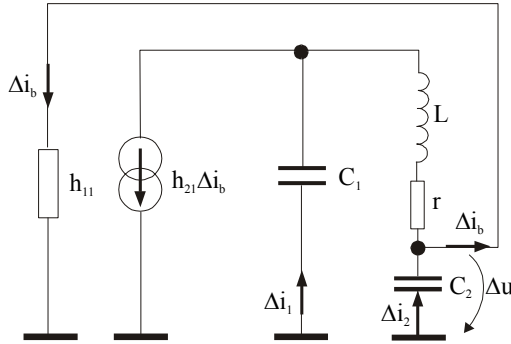


Fig.9.13

Pe baza ei se poate scrie sistemul de ecuații:

$$h_{21}\Delta i_b + \Delta i_b = \Delta i_1 + \Delta i_2 \quad (9.26)$$

$$\frac{\Delta i_1}{j\omega C_1} = \Delta i_2 \left(r + j\omega L + \frac{1}{j\omega C_2} \right) - \Delta i_b (r + j\omega L) \quad (9.27)$$

$$\Delta u_r = -\frac{\Delta i_2}{j\omega C_2} \quad (9.28)$$

$$\Delta i_b = \frac{\Delta u_r}{h_{11}} \quad (9.29)$$

Din ecuațiile (9.27), (9.28) și (9.29) se exprimă Δi_1 și Δi_b în funcție de Δi_2 , se înlocuiesc în ecuația (9.26) care apoi se aduce la forma $Re + jIm = 0$:

$$(\omega^2 C_1 C_2 h_{11} r + \omega^2 C_1 L - h_{21} - 1) - j\omega [h_{11}(C_1 + C_2) + rC_1 - \omega^2 C_1 C_2 L h_{11}] = 0 \quad (9.30)$$

Pentru ca această ecuație să fie satisfăcută este necesar ca simultan $Re = 0$ și $Im = 0$, rezultând:

$$\omega^2 C_1 C_2 h_{11} r + \omega^2 C_1 L - h_{21} - 1 = 0 \quad (9.31)$$

$$h_{11}(C_1 + C_2) + rC_1 - \omega^2 C_1 C_2 L h_{11} = 0 \quad (9.32)$$

Din ecuația (9.32) se obține *frecvența oscilațiilor generate*:

$$f_{osc} = f_o \sqrt{1 + \frac{r}{h_{11}} \frac{C_1}{C_1 + C_2}} \quad (9.33)$$

unde

$$f_o = \frac{1}{2\pi \sqrt{L \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}}} \quad (9.34)$$

De multe ori termenul al doilea de sub radicalul din expresia (9.33) este mult mai mic decât unu și frecvența oscilațiilor generate va fi dictată în principal de valorile elementelor componente ale circuitului rezonant.

Din ecuația (9.31), în care pentru simplificarea calculelor se poate considera $\omega \cong \omega_o = 2\pi f_o$, se obține *condiția de amorsare a oscilațiilor*:

$$h_{21} = \frac{C_1}{C_2} + \frac{r h_{11}}{L} (C_1 + C_2) \quad (9.35)$$

De obicei, în proiectarea acestui tip de oscilator se acceptă drept condiție minimală pentru intrarea în regim de autooscilație:

$$h_{21} > \frac{C_1}{C_2} \quad (9.36)$$

Se vede că dacă $C_1 = C_2$, condiția precedentă devine $h_{21} > 1$, condiție îndeplinită de orice tranzistor în domeniul de frecvențe pentru care este proiectat.

Ecuația (9.32) se poate scrie și sub forma:

$$h_{11} \left(1 + \frac{C_2}{C_1}\right) + r - \omega^2 C_2 L h_{11} = 0 \quad (9.37)$$

La o examinare mai atentă a ei se poate observa că termenii care o compun au dimensiunile fizice ale unor rezistențe și că apare un termen cu semnul "-". El poate fi interpretat ca *efectul de rezistență negativă* introdus de către elementul activ, în cazul nostru tranzistorul:

$$r_n = -\omega^2 C_2 L h_{11} \quad (9.38)$$

Înlocuind pulsația cu expresia sa rezultată din ecuația (9.34), se obține pentru r_n relația:

$$r_n = -h_{11} \left(1 + \frac{C_2}{C_1} \right) \quad (9.39)$$

Această ”rezistență negativă” compensează toate pierderile pe rezistențele pozitive din circuit.

Dacă în schema din fig.9.11, în rețeaua de reacție, condensatorii C_1 și C_2 se înlocuiesc cu două bobine L_1 și L_2 iar bobina L se înlocuiește cu un condensator C , se obține tot un oscilator de radiofrecvență. El se numește oscilator Hartley și analiza funcționării lui se poate face în același mod ca și cea a oscilatorului Colpitts.

9.6 Oscilator de radiofrecvență cu cristal de cuarț

Atunci când în domeniul radiofrecvență este necesară o stabilitate foarte bună a frecvenței, în locul circuitului rezonat clasic format din bobine și condensatori, se folosește un cristal de cuarț dedicat acestui scop, funcționarea căruia se bazează pe efectul piezoelectric. Unui astfel de cristal i se poate asocia o schemă electrică echivalentă ca cea din fig.9.14a.

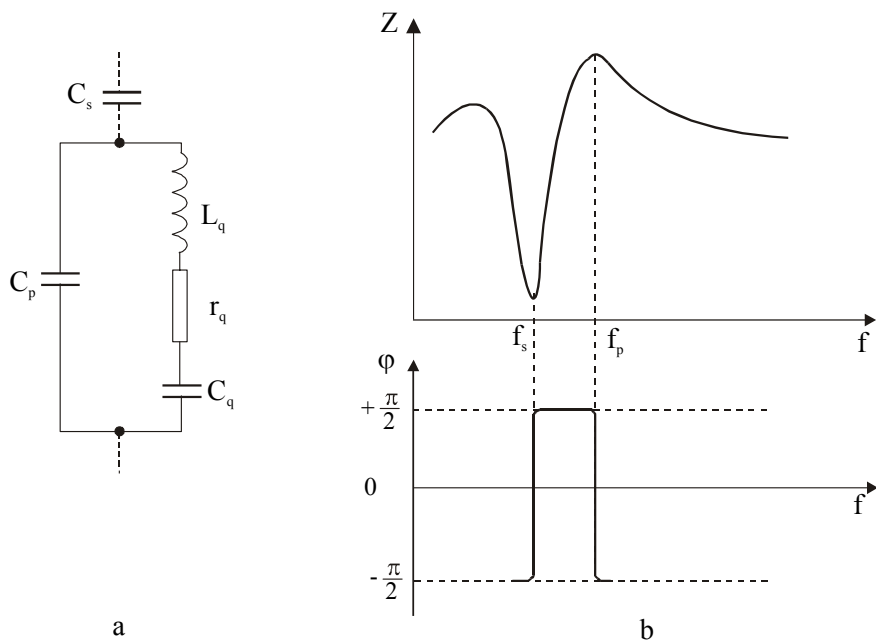


Fig.9.14

Este vorba despre un circuit oscilant serie, valorile elementelor de circuit fiind determinate de proprietățile mecanice ale cristalului: inductanța

L_q - de masă, capacitatea C_q - de elasticitate și rezistența de pierderi R_q - de frecările mecanice. Capacitatea C_p reprezintă capacitatea dintre electrozii plani între care se află cristalul, prin intermediul cărora acesta se poate conecta în circuitul electric.

Variația impedanței electrice a cristalului de cuarț și a defazajului dintre tensiune și curent în funcție de frecvență este prezentată în fig.9.14b. Se poate observa că impedanța sa are două puncte de extrem, corespunzătoare la două frecvențe de rezonanță:

$$f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_q C_q}} \quad (9.40)$$

și

$$f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_q \frac{C_p C_q}{C_p + C_q}}} = f_s \sqrt{1 + \frac{C_q}{C_p}} \quad (9.41)$$

Prima dintre acestea reprezintă frecvența de rezonanță a circuitului serie, iar cea de a doua (frecvența paralel) este frecvența la care reactanța inductanței L_q devine egală cu reactanța capacității echivalente serie formată din C_q și C_p . În deducerea relațiilor (9.40) și (9.41) s-a neglijat contribuția rezistenței de pierderi R_q deoarece valoarea ei este mult mai mică decât reactanța inductivă ωL_q . Din dependența de frecvență a defazajului tensiune-curent se vede că pentru frecvențele cuprinse între f_s și f_p comportamentul cristalului este inductiv și în afara acestui domeniu el devine capacitiv.

Deoarece raportul C_q/C_p poate lua valori în domeniul 10^{-3} - 10^{-5} , cele două frecvențe sunt foarte apropiate, diferența dintre ele:

$$f_p - f_s = \frac{1}{2} f_s \frac{C_q}{C_p} \quad (9.42)$$

fiind de cele mai multe ori mai mică decât 1%. Deoarece la frecvența paralel funcționarea cristalului este foarte instabilă, în practică în serie cu cristalul se conectează o capacitate C_s numită capacitate de sarcină (între linii punctate în fig.9.14), care deplasează frecvența paralel înspre cea serie, astfel încât diferența dintre ele devine:

$$f'_p - f_s = \frac{1}{2} f_s \frac{C_q}{C_p + C_s} \quad (9.43)$$

Valoarea capacității C_s se alege de 3-4 ori mai mare decât valoarea lui C_p pentru a asigura funcționarea stabilă a cristalului.

În domeniul de frecvențe 10-50 MHz rezistența de pierderi a cristalului este sub 100 Ω , inductanța sa este de ordinul 10^{-2} - 10^{-3} H, astfel

Încât factorul de calitate al acestuia, $\omega_s L_q / R_q$, este de ordinul 10^4 - 10^5 . Acest factor de calitate ridicat înseamnă o selectivitate foarte bună a circuitului rezonant echivalent al cuarțului, ceea ce asigură o stabilitate foarte bună a frecvenței de oscilație în raport cu variațiile de temperatură atunci când este folosit ca circuit rezonant în oscilatoare.

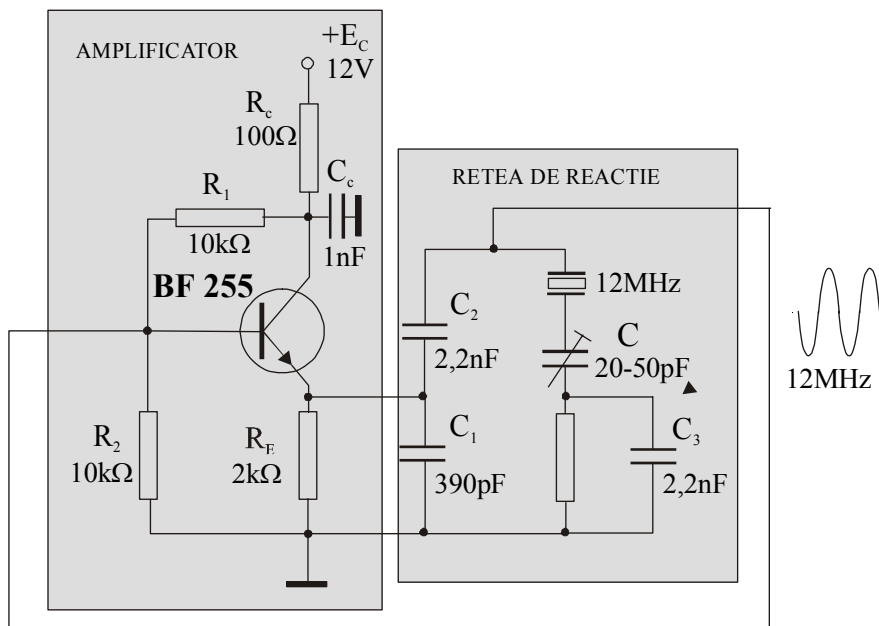


Fig.9.16

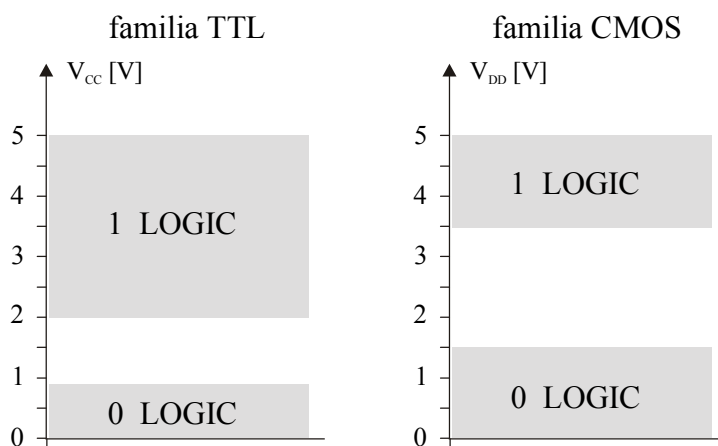
În fig.9.16 este prezentată o schemă aplicativă pentru un oscilator cu cristal de cuarț (oscilatorul Pierce) care generează semnale sinusoidale cu frecvența de 12MHz. Cu ajutorul capacității C se poate regla fin frecvența de oscilație în vecinătatea frecvenței de rezonanță a cristalului de cuarț.

10 REPREZENTAREA DIGITALĂ

10.1 Niveluri logice

În reprezentarea digitală pentru exprimarea cantitativă a informației se folosesc semnale electrice care pot avea doar două niveluri de tensiune: un nivel coborât și un nivel ridicat. Dacă acestor două niveluri le asociem simbolurile numerice 0 și 1 înseamnă că putem opera cu ele în sistemul de numerație binar. Pentru că algebra care se ocupă cu operațiile în sistemul binar se mai numește și algebră logică, cele două niveluri de tensiune se mai numesc “0 logic” și “1 logic”. De semnalele electrice care pot avea doar două niveluri de tensiune se ocupă electronica digitală.

În practică, zgomotele, care au diverse surse (mecanice, termice, electromagnetice), determină fluctuații ale semnalelor electrice. De asemenea, căderile de tensiune pe unele elemente de circuit pot influența cele două niveluri de tensiune. Să ne gândim numai la tensiunea colector-emitor de saturație a unui tranzistor bipolar care este foarte apropiată de 0V dar nu este exact 0V (vezi și fig.3.7). De aceea, celor două niveluri logice nu li se asociază două valori fixe de tensiune ci două intervale de tensiune care depind de familia de circuite digitale integrate care este în discuție. Ele sunt prezentate în fig.10.1.



TTL - Transistor Transistor Logic

CMOS - Complementary Metal Oxide Semiconductor

Fig.10.1

Producătorii de circuite digitale garantează că orice semnal care are tensiunea în interiorul acestor intervale de tensiune este interpretat ca 0 logic, respectiv 1 logic.

Trebuie menționat că există circuite CMOS alimentate cu $V_{DD} = 3,3V$ sau $2,7V$ care au domeniile de valori corespunzătoare valorilor logice împărțite în mod asemănător: între 0 și 30% din V_{DD} pentru 0-logic și între 70% din V_{DD} și V_{DD} pentru 1-logic.

Nivelurile logice 0 și 1 pot fi generate de tranzistorii bipolari sau cu efect de câmp care lucrează în regim de comutație între cele două stări extreme: saturat-blocat, respectiv deschis-închis. Tranziția între cele două stări nu se poate face instantaneu pentru că ea implică redistribuirea purtătorilor de sarcină (electroni și goluri). Timpul necesar tranzițiilor dintre stări se numește *timp de comutație*. Deoarece el determină viteza de lucru a unui sistem digital, s-au făcut și se fac în continuare eforturi pentru micșorarea lui. Deocamdată, pentru un tranzistor el a ajuns undeva sub 10ps. Dar, să nu uităm că într-un circuit digital informația aplicată la intrare trece prin mai mulți tranzistori în drumul ei spre ieșire, astfel încât timpii de comutație se cumulează. Timpul necesar unei informații (să spunem o tranziție $0 \rightarrow 1$) pentru a ajunge de la intrare la ieșire se numește *timp de propagare*.

10.2 Ce este un semnal digital ?

Informațiile pe care le percepem de la fenomenele din jurul nostru sunt în genere analogice. Pentru a le măsura și prelucra semnalele de orice natură sunt transformate în semnale electrice folosind dispozitivele electronice numite traductori. Aceste semnale sunt tot analogice. Prelucrarea semnalelor electrice în sistemele digitale prezintă avantajele vitezei mari de operare, imunității mai bune la zgomote, programabilității sau a posibilității de memorare.

Transformarea unui semnal din formă analogică în formă digitală (*digitizarea*) presupune două etape prezentate și în fig.10.2:

- *eșantionarea* – “citirea” valorii lui analogice la intervale de timp egal distanțate între ele (τ_s – *timp de eșantionare*). Semnalul obținut este tot într-o reprezentare analogică dar este un semnal eșantionat.
- *cuantificarea* – fiecărui eșantion i se atribuie un cod numeric care conține doar două simboluri, 0 și 1. Codul numeric este în directă legătură cu valoarea analogică a eșantionului căruia i se asociază. Cel mai frecvent este folosit codul binar.

Pentru ca informațiile digitale astfel obținute să poată fi prelucrate sau folosite în diferitele părți componente ale unui sistem digital complex este necesară memorarea lor.

În legătură cu operație de digitizare a unui semnal analogic se pune întrebarea firească: *la ce intervale de timp trebuie luate eșantioanele?* Sau

altfel spus: cât de mare trebuie să fie *frecvența de eșantionare*, $f_s = \frac{1}{\tau_s}$?

Răspunsul este: trebuie să fie atât de mare încât semnalul continuu să poată fi reconstituit cât mai fidel din eșantioanele sale. Teorema eșantionării a lui Shanon ne lămurește până la capăt, spunându-ne că pentru a fi posibilă reconstrucția unui semnal continuu din eșantioanele sale este necesar *ca frecvența de eșantionare să fie cel puțin egală cu dublul frecvenței maxime a semnalelor armonice din care se compune semnalul eșantionat*

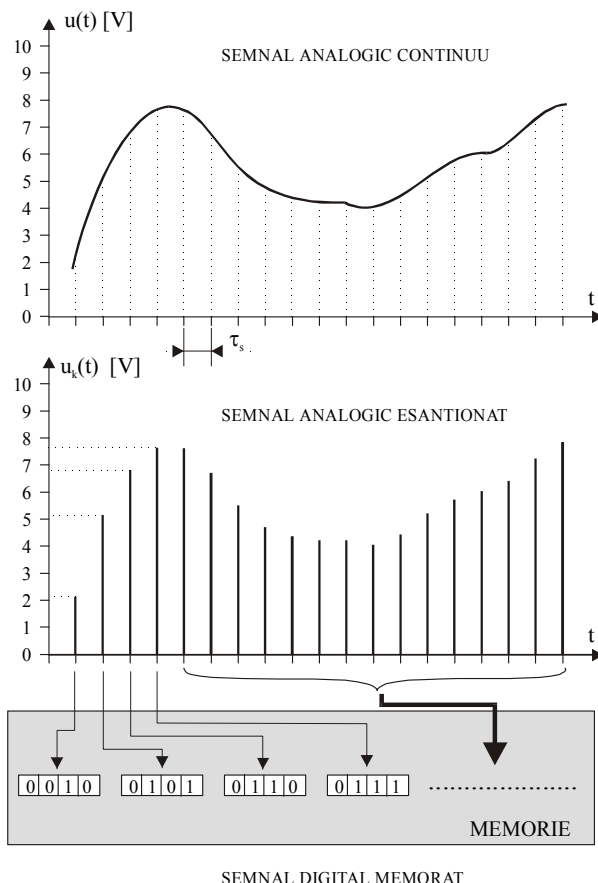
$$f_s \geq 2f_{\max}.$$


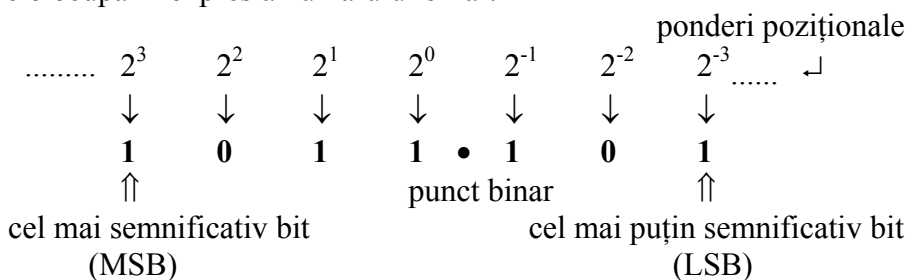
Fig.10.2

10.3 Sisteme de numerație

În viața cotidiană folosim sistemul de numerație zecimal fără să ne punem prea des întrebarea “de ce?”. Probabil pentru că este cel mai sugestiv și cel mai ușor de utilizat de noi la efectuarea operațiilor aritmetice. Din păcate, sistemul de numerație zecimal cu care suntem atât de obișnuiți nu se pretează la folosirea lui convenabilă în sistemele digitale. De pildă, este foarte dificilă proiectarea unui echipament electronic digital care să opereze cu zece niveluri diferite de tensiune, niveluri care să corespundă în mod univoc celor zece caractere zecimale (0 - 9). În schimb, este mult mai simplă proiectarea și realizarea unor circuite electronice care să opereze doar cu două niveluri de tensiune. Drept urmare, aproape toate sistemele digitale folosesc sistemul de numerație binar (în baza 2) ca sistem de operare de bază dar nu exclud folosirea și a altor sisteme de numerație atunci când acest lucru ușurează funcționarea sistemului. De aceea considerăm necesară o reamintire succintă a sistemelor de numerație folosite în electronica digitală, precum și modalitățile de trecere de la un sistem de numerație la altul.

10.3.1 Sistemul binar

În sistemul binar se folosesc doar două simboluri sau valori posibile pe care le poate avea un bit: 0 sau 1. El este un sistem pozițional deoarece fiecărui digit i se atribuie o pondere de rang binar ($2^0, 2^1, 2^2, \dots$) în funcție de poziția pe care o ocupă în expresia numărului binar.



Pentru a găsi echivalentul zecimal al numărului exprimat în sistem binar vom face o sumă de produse a valorii fiecărui digit cu ponderea de rang binar corespunzătoare poziției lui:

$$\begin{aligned}
 1011.101_2 &= (1 \times 2^3) + (0 \times 2^2) + (1 \times 2^1) + (1 \times 2^0) + (1 \times 2^{-1}) + (0 \times 2^{-2}) + (1 \times 2^{-3}) = \\
 &= 8 + 0 + 2 + 1 + 0.5 + 0 + 0.125 = \\
 &= \mathbf{11.625}_{10}
 \end{aligned}$$

În sistemul binar termenul de *digit binar* este adesea abreviat ca *bit*. În numărul din exemplul precedent cei 4 biți din stânga punctului binar

reprezintă partea întreagă a numărului iar cei 3 biți din dreapta punctului binar reprezintă partea fracționară a lui. Când lucrăm cu numere binare suntem limitați la un anumit număr de biți care este impus de concretețea circuitelor electronice folosite. Dacă N este numărul de biți din reprezentarea binară (de obicei N este o putere a lui 2) atunci numărul maxim pe care-l putem reprezenta are corespondentul zecimal $2^N - 1$. Este evident că o secvență de numărare care începe de la 0 se va termina la $2^N - 1$. În Tabelul 10.1 este prezentată o astfel de secvență de numărare în cazul unei reprezentări binare pe 4 biți. Se poate observa că cel mai puțin semnificativ bit (cu ponderea 2^0) "basculează" la fiecare modificare a valorii numărului reprezentat. Bitul cu ponderea 2^1 basculează ori de câte ori bitul cu ponderea 2^0 trece din 1 în 0. În mod asemănător, bitul cu ponderea 2^2 basculează ori de câte ori bitul cu ponderea 2^1 trece din 1 în 0 iar bitul cu ponderea 2^3 basculează ori de câte ori bitul cu ponderea 2^2 trece din 1 în 0. Observația ar putea continua în același mod și pentru o reprezentare pe 8 biți, 16 biți ...

Tabelul 10.1

Binar				Corespondentul zecimal
Ponderea				
$2^3 = 8$	$2^2 = 4$	$2^1 = 2$	$2^0 = 1$	
0	0	0	0	0
0	0	0	1	1
0	0	1	0	2
0	0	1	1	3
0	1	0	0	4
0	1	0	1	5
0	1	1	0	6
0	1	1	1	7
1	0	0	0	8
1	0	0	1	9
1	0	1	0	10
1	0	1	1	11
1	1	0	0	12
1	1	0	1	13
1	1	1	0	14
1	1	1	1	15

Se vede deci că cel mai puțin semnificativ bit își schimbă starea de la 0 la 1 sau de la 1 la 0 la fiecare pas al procesului de numărare. Al doilea bit stă doi pași în starea 0 și doi pași în starea 1, al treilea bit stă patru pași în starea zero și patru în starea 1 iar al patrulea bit stă opt pași în starea 0 și opt în starea 1. Generalizând, în cazul unei reprezentări pe N biți cel mai semnificativ bit va sta 2^{N-1} pași de numărare în starea 0 și apoi încă 2^{N-1} pași în starea 1.

Pentru *conversia* unui număr exprimat în sistemul de numerație *zecimal* în corespondentul său *binar* există două modalități. În cazul numerelor relativ mici, ele pot fi scrise direct ca o sumă de produse ale puterilor lui 2 cu coeficienții 0 sau 1. Acești coeficienți, așezați ordonat conform ponderii de rang binar de care sunt atașați, vor reprezenta exprimarea binară a numărului zecimal. De exemplu:

$$23_{10} = 16 + 4 + 2 + 1 = 1x2^4 + 0x2^3 + 1x2^2 + 1x2^1 + 1x2^0$$

$$23_{10} = 1\ 0\ 1\ 1\ 1_2$$

În cazul numerelor mai mari, scrierea lor ca sumă de produse nu mai este chiar atât de lesnicioasă și atunci se recurge la *diviziunea repetată cu 2*. Numărul se împarte la 2 rezultând restul egal cu 0 sau 1. Acest rest va constitui cel mai puțin semnificativ bit din reprezentarea binară a numărului. Apoi, câtul primei împărțiri se împarte la doi. Restul împărțirii (evident tot 0 sau 1) va constitui cel de-al doilea bit al reprezentării binare. Procesul de conversie va continua până când câtul împărțirii va fi 0. Restul acestei ultime împărțiri va constitui cel mai semnificativ bit al reprezentării binare. Ca exemplificare a acestei metode să facem conversia numărului 25 prin această metodă:

25 : 2 = 12	rest	1	LSB - cel mai puțin semnificativ bit
12 : 2 = 6	rest	0	
6 : 2 = 3	rest	0	
3 : 2 = 1	rest	1	
1 : 2 = 0	rest	1	MSB - cel mai semnificativ bit

deci:

$$25_{10} = 11001_2$$

Exemplul l-am dat tot pe un număr mic, la care ar fi mai ușoară prima metodă, doar pentru a observa că metoda diviziunii repetate se pretează foarte bine unui proces de algoritmizare. Atunci când se utilizează un calculator, câtul împărțirii va fi un număr întreg sau un număr fracționar cu fracțiunea zecimală 5. În primul caz restul este evident 0 iar în al doilea restul se obține prin multiplicarea cu 2 a părții fracționare. Iată cum se vor

prezenta lucrurile în cazul conversiei numărului 37 dacă se folosește un calculator:

$37 : 2 = 18.5$	rest	1	LSB
$18 : 2 = 9.0$	rest	0	
$9 : 2 = 4.5$	rest	1	
$4 : 2 = 2.0$	rest	0	
$2 : 2 = 1.0$	rest	0	
$1 : 2 = 0.5$	rest	1	MSB

deci: $37_{10} = 100101_2$

10.3.2 Sistemul octal

Sistemul de numerație octal este foarte important în sfera calculatoarelor digitale. El este un sistem ponderat cu baza de numerație 8, deci există opt valori pentru digiții care reprezintă numărul. Fiecare digit al unui număr octal poate avea oricare dintre cele opt valori: 0, 1, 2, 3, 4, 5, 6 sau 7. Ponderea unui digit este dată de poziția sa față de punctul octal:

$$\begin{array}{ccccccc} \dots\dots\dots 8^4 & 8^3 & 8^2 & 8^1 & 8^0 \bullet 8^{-1} & 8^{-2} & 8^{-3} \dots\dots\dots \\ & & & & \text{punct octal} & & \end{array}$$

Conversia unui număr *octal* în corespondentul său *zecimal* se poate face scriind suma de produse dintre valoarea fiecărui digit cu ponderea sa de rang octal. De exemplu:

$$\begin{aligned} 372_8 &= 3 \times 8^2 + 7 \times 8^1 + 2 \times 8^0 \\ &= 3 \times 64 + 7 \times 8 + 2 \times 1 \\ &= 250_{10} \end{aligned}$$

Conversia unui număr *zecimal* în corespondentul său *octal* se poate face cu metoda diviziunii repetate cu 8 după același algoritm ca și conversia zecimal-binar, cu deosebirea că restul unei împărțiri poate lua orice valoare de la 0 la 7. Să facem conversia numărului zecimal 266 în sistemul de numerație octal:

$266 : 8 = 33$	rest	2	LSB
$33 : 8 = 4$	rest	1	
$4 : 8 = 0$	rest	4	MSB

deci: $266_{10} = 412_8$

Să notăm că primul rest este cel mai puțin semnificativ bit iar ultimul este cel mai semnificativ bit.

Dacă se folosește un calculator restul se poate calcula multiplicând cu 8 fracțiunea zecimală a câtului împărțirii. De exemplu: $266 : 8 = 33.25$; $0.25 \times 8 = 2$.

Conversia octal-binar. Cel mai important avantaj al sistemului de numerație octal este ușurința cu care un număr octal poate fi convertit în corespondentul său binar. Conversia constă în înlocuirea fiecărui digit octal cu corespondentul său binar, corespondență dată în *Tabelul 10.2*.

Tabelul 10.2.

Digit octal	0	1	2	3	4	5	6	7
Echivalentul binar	000	001	010	011	100	101	110	111

Folosind această corespondență să convertim 472_8 în echivalentul său binar:

$$\begin{array}{ccc} 4 & 7 & 2 \\ \downarrow & \downarrow & \downarrow \\ 100 & 111 & 010 \end{array}$$

deci:

$$472_8 = 100\ 111\ 010_2$$

Verificarea o putem face convertind ambele numere în baza 10:

$$472_8 = 4 \times 8^2 + 7 \times 8^1 + 2 \times 8^0 = 256 + 56 + 2 = 314_{10}$$

$$100111010_2 = 1 \times 2^8 + 1 \times 2^5 + 1 \times 2^4 + 1 \times 2^3 + 1 \times 2^1 = 256 + 32 + 16 + 8 + 2 = 314_{10}$$

Conversia unui număr întreg binar într-un număr întreg octal se face invers decât în cazul conversiei octal-binar. Mai întâi se organizează biții numărului binar în grupe de câte trei, pornind de la cel mai puțin semnificativ bit. Apoi, fiecare grup este convertit în echivalentul său octal. În cazul în care numărul binar nu are un număr de biți care să fie un multiplu de 3, se realizează acest lucru prin adăugarea unui sau a doi biți 0 la stânga celui mai semnificativ bit. Să facem conversia numărului binar 11010110 în corespondentul său octal:

$$\begin{array}{ccc} 011 & 010 & 110 \\ \downarrow & \downarrow & \downarrow \\ 3 & 2 & 6 \end{array}$$

deci:

$$11010110_2 = 326_8$$

Se poate observa că, pentru realizarea conversiei, am adăugat un bit 0 la stânga celui mai semnificativ bit al numărului binar.

Valoarea celui mai mare digit în sistemul de numerație octal este 7. Când se face numărarea în octal și se ajunge la 7, la următoarea incrementare digitul respectiv trece în zero iar digitul vecin lui de rang superior va crește cu o unitate. Iată două secvențe de numărare în octal care ilustrează cele afirmate mai sus:

65, 66, 67, 70, 71, 72

sau

275, 276, 277, 300

În prima secvență când se ajunge la 67, primul digit trece în 0 ($7 \rightarrow 0$) iar digitul de rang superior crește cu o unitate ($6 \rightarrow 7$). La fel se întâmplă în a doua secvență de numărare: $7 \rightarrow 0$, $7 \rightarrow 0$ și $2 \rightarrow 3$.

Cu N digiți octali se poate număra de la 0 la $8^N - 1$. De exemplu, cu trei digiți octali se poate număra de la 000_8 la 777_8 , care înseamnă $8^3 = 512^{10}$ numere octale diferite.

Ușurința cu care se poate realiza conversia între sistemele octal și binar face ca sistemul de numerație octal să fie deosebit de atractiv mai ales pentru scrierea numerelor binare foarte mari, pentru că, după cum se știe, în lumea calculatoarelor numerele binare pe 64 de biți de exemplu nu sunt un lucru neobișnuit.

Numerele binare nu reprezintă întotdeauna cantități numerice. Ele pot fi și coduri convenționale care conțin o anumită informație. În calculatoare numerele binare pot avea următoarele semnificații:

- date numerice reale
- numere corespunzătoare unei locații (adrese) de memorie
- instrucțiune codificată
- coduri de litere sau alte caractere nenumeric
- un grup de biți reprezentând starea unui dispozitiv intern sau extern calculatorului

Când se operează cu cantități mari de numere binare alcătuite din mulți biți, este convenabil și eficient ca aceste numere să fie scrise mai degrabă în sistemul octal decât în cel binar. Atenție însă, circuitele și sistemele digitale operează numai în sistemul binar, sistemul octal fiind numai un ajutor pentru operatorii sistemului.

10.3.3 Sistemul hexazecimal

Sistemul hexazecimal folosește baza de numerație 16, existând deci 16 simboluri diferite pentru digiți. Cele 16 simboluri sunt cifrele de la 0 la 9 plus literele A, B, C, D, E și F. *Tabelul 10.3* arată corespondența dintre aceste simboluri și exprimarea lor în sistemele zecimal și binar.

Tabelul 10.3

Hexazecimal	Zecimal	Binar
0	0	0000
1	1	0001
2	2	0010
3	3	0011
4	4	0100
5	5	0101
6	6	0110
7	7	0111
8	8	1000
9	9	1001
A	10	1010
B	11	1011
C	12	1100
D	13	1101
E	14	1110
F	15	1111

Sistemul hexazecimal fiind și el unul ponderat, fiecărui digit i se atribuie o pondere în funcție de poziția ocupată în expresia numărului. Având în vedere acest lucru, *conversia hexazecimal-zecimal* se face după același algoritm cu conversiile binar-zecimal sau octal-zecimal. De exemplu, numărul $2AF_{16}$ poate fi convertit astfel:

$$\begin{aligned}
 2AF_{16} &= 2 \times 16^2 + 10 \times 16^1 + 15 \times 16^0 \\
 &= 512 + 160 + 15 \\
 &= \mathbf{687}_{10}
 \end{aligned}$$

Conversia zecimal-hexazecimal se poate face prin metoda diviziunii repetate, după același algoritm ca și în cazurile zecimal-binar sau zecimal-octal, ținându-se seama de corespondența din Tabelul 10.3. Să convertim în sistemul hexazecimal numărul 423_{10} :

$$\begin{array}{rcll}
 423 : 16 = 26 & \text{rest} & \mathbf{7} & \text{LSB} \\
 26 : 16 = 1 & \text{rest} & 10 \rightarrow \mathbf{A} & \\
 1 : 16 = 0 & \text{rest} & \mathbf{1} & \text{MSB}
 \end{array}$$

deci:

$$423_{10} = 1A7_{16}$$

Dacă se folosește un calculator pentru efectuarea împărțirii, restul se calculează multiplicând cu 16 fracțiunea zecimală a câtului.

Conversia hexazecimal-binar se face în mod asemănător conversiei octal - binar. Fiecărui digit hexazecimal i se asociază corespondentul său binar conform tabelului 3. Să exemplificăm convertind în binar numărul $9F2_{16}$.

$$\begin{array}{ccc} 9 & F & 2 \\ \downarrow & \downarrow & \downarrow \\ 1001 & 1111 & 0010 \end{array}$$

deci:

$$9F2_{16} = 100111110010_2$$

Conversia binar - hexazecimal este procesul invers celui precedent. Numărul binar se împarte în grupe de câte patru digiți și fiecare grupă este înlocuită cu corespondentul său hexazecimal conform tabelului 3. În cazul în care numărul total de digiți nu este un multiplu de patru se adaugă unu, doi sau trei digiți 0 la stânga celui mai semnificativ bit pentru realizarea acestui deziderat. Să exemplificăm convertind în sistemul hexazecimal numărul binar 11110100110_2 .

$$\begin{array}{ccc} 0111 & 1010 & 0110 \\ \downarrow & \downarrow & \downarrow \\ 7 & A & 6 \end{array}$$

deci:

$$11110100110_2 = 7A6_{16}$$

Când se face numărarea în hexazecimal valoarea celui mai puțin semnificativ digit crește cu o unitate de la 0 la F. Odată ajuns la această valoare, la următorul pas acest digit trece în 0 iar următorul digit ca pondere crește cu o unitate. Procesul continuă până când și al doilea digit ajunge la F și, trecând în 0, determină al treilea digit să crească cu o unitate și așa mai departe. Exemplificăm acest lucru prin două secvențe de numărare:

38, 39, 3A, 3B, 3C, 3D, 3E, **3F**, 40, 41, 42

6F8, 6F9, 6FA, 6FB, 6FC, 6FD, 6FE, **6FF**, 700, 701, 702

11 PORȚI LOGICE

11.1 Operații și porți logice

Algebra care operează numai cu două simboluri, 0 și 1, este mult mai simplă decât algebra clasică, existând doar trei operații de bază:

- *Adunarea logică* - cunoscută și ca operația **SAU (OR)** cu simbolul de operare "+".
- *Multiplicarea logică* - cunoscută și ca operația **ȘI (AND)** cu simbolul de operare "•".
- *Inversiunea* - cunoscută și ca operația **NU (NOT)** cu simbolul de operare " $\bar{}$ ".

Aceste operații elementare pot fi efectuate cu ajutorul unor circuite electronice care operează doar cu cele două niveluri de tensiune definite în capitolul precedent, circuite care se numesc **porți logice**.

Porțile logice elementare operează cu doar cu două variabile de intrare. Drept urmare ele au două intrări și o ieșire. Legătura dintre starea logică a ieșirii și toate combinațiile posibile ale nivelurilor logice ale intrărilor poate fi sintetizată într-un tabel care se numește *tabel de adevăr*.

11.1.1 Operația SAU (adunarea logică)

Dacă A și B sunt variabile independente de intrare, atunci expresia variabilei de ieșire x în cazul în care circuitul realizează adunarea logică este:

$$x = A + B$$

În această expresie simbolul "+" nu are semnificația tradițională a adunării algebrice clasice ci a operației logice SAU. Tabelul 11.1 este tabelul de adevăr al funcției SAU de două variabile.

Tabelul 11.1

B	A	$x = A + B$
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	1

Adunarea logică este identică cu adunarea algebrică exceptând situația în care $A = B = 1$. În acest caz, datorită faptului că nivelul logic al ieșirii nu poate fi 2, suma logică $1 + 1$ va avea ca efect apariția nivelului

logic 1 la ieșire. Expresia $x = A + B$ se citește "*x este egal cu A sau B*". La fel se întâmplă lucrurile și dacă avem trei variabile de intrare A, B, C . Dacă $A = B = C = 1$, atunci:

$$x = 1 + 1 + 1 = 1$$

Prin urmare, se poate observa că în cazul adunării logice ieșirea ia nivelul logic 1 ori de câte ori cel puțin o intrare este la nivel logic 1.

Poarta logică SAU este un circuit digital care realizează adunarea logică și care are două sau mai multe intrări și o ieșire.

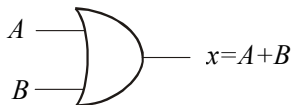


Fig.11.1

În fig.11.1 este prezentat simbolul unei porți logice sau cu două intrări. Intrările A și B pot fi la nivelurile logice de tensiune corespunzătoare variabilelor binare 0 sau 1 iar ieșirea x ia nivelul logic de tensiune corespunzător adunării logice a variabilelor de intrare. Altfel spus, ieșirea porții logice SAU cu două intrări este la un nivel înalt de tensiune dacă fie intrarea A , fie intrarea B , fie ambele intrări sunt la nivel înalt de tensiune. Ieșirea va fi la un nivel coborât de tensiune numai dacă ambele intrări sunt la nivel coborât de tensiune.

Ideea prezentată poate fi extinsă și asupra porților logice cu mai mult de două intrări.

ieșirea unei porți SAU cu mai multe intrări este la un nivel înalt de tensiune dacă cel puțin una dintre intrări este la un nivel ridicat de tensiune.

În fig.11.2 sunt reprezentate formele de undă ale semnalelor aplicate la intrările ale unei porți SAU cu trei intrări precum și forma de undă a semnalului de la ieșirea ei. Deși construirea formei de undă a semnalului de ieșire nu poate constitui o problemă pentru nimeni, totuși o atenție aparte trebuie acordată fenomenelor care se petrec la momentul de timp t_1 . În acest moment de timp intrările tind să aibă efecte contrare asupra ieșirii. Intrarea A trece de la nivel înalt la nivel coborât, în timp ce intrarea B trece de la nivel coborât la nivel înalt. Deoarece cele două tranziții au loc aproape simultan și ele au o anumită durată, va exista un scurt interval de timp în care ambele intrări vor fi într-un domeniu de tensiuni undeva între 0 logic și 1 logic. Aceasta va face ca în acest interval de timp și ieșirea să fie tot într-o stare incertă iar forma de undă va prezenta un "șpiț". Trebuie remarcat faptul că dacă în intervalul de timp în care au loc procesele de comutație

intrarea C ar fi la nivel logic 1, acest "șpiț" nu ar mai fi prezent pentru că intrarea C ar fi "obligat" ieșirea să rămână la nivel logic 1.

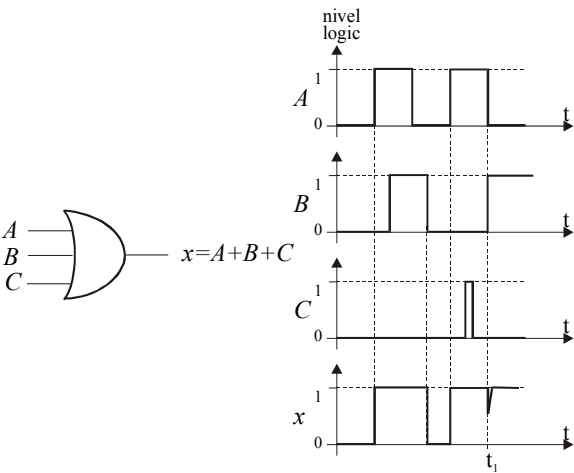


Fig.11.2

11.1.2 Operația ȘI (produsul logic)

Dacă două variabile logice sunt combinate folosind multiplicarea ȘI, rezultatul x se poate exprima cu relația:

$$x = A \cdot B$$

În această expresie simbolul " \cdot " semnifică operația Booleană de multiplicare logică al cărei tabel de adevăr este prezentat mai jos.

Tabelul 11.2

B	A	$x = A \cdot B$
0	0	0
0	1	0
1	0	0
1	1	1

Formal, multiplicarea logică dă aceleași rezultate cu înmulțirea clasică. Dacă oricare dintre variabilele A sau B este 0 rezultatul înmulțirii logice este 0. Dacă atât A cât și B au valoarea 1 rezultatul înmulțirii logice este 1.

Expresia $x = A \cdot B$ se citește " x este egal cu A și B ". Pentru operativitatea scrierii, în majoritatea cazurilor simbolul operației de multiplicare " \cdot " se omite, expresia multiplicării logice scriindu-se: $x = AB$.

Poarta logică ȘI este circuitul electronic care realizează produsul logic. Simbolul unei porții ȘI cu două intrări care este arătat în fig.11.3.

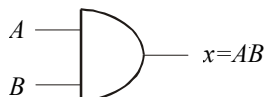


Fig.11.3

Același mod de operare este caracteristic și pentru o poartă ȘI cu mai mult de două intrări. În cazul cel mai general se poate spune că:

ieșirea unei porți ȘI va fi la nivel logic 1 numai dacă toate cele trei intrări sunt simultan la nivel logic 1.

Este bine să observați diferența dintre simbolurile pentru poarta ȘI și poarta SAU. Ori de câte ori vedeți simbolul porții **ȘI** într-o schemă cu circuite logice, acesta vă spune că ieșirea sa va fi la nivel înalt numai dacă **toate** intrările sunt la nivel înalt. Ori de câte ori vedeți simbolul porții **SAU** acesta vă spune că ieșirea sa va fi la nivel înalt dacă **oricare** dintre intrările lui este la nivel înalt.

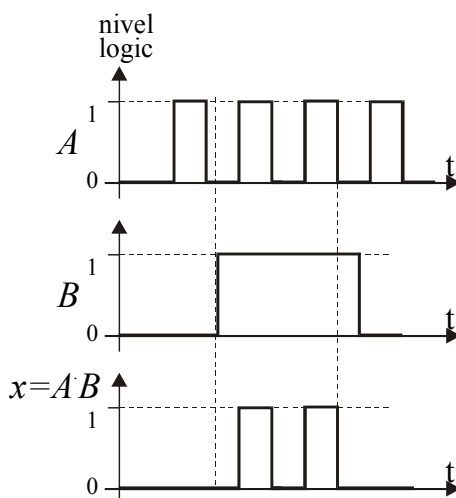


Fig.11.4

În fig.11.4 sunt prezentate formele de undă de la intrările și ieșirea unei porți ȘI cu două intrări. Se poate observa că ieșirea este la nivel logic 1 doar atunci când ambele intrări sunt la nivel logic 1. Să remarcăm faptul că ieșirea este la nivel logic 0 ori de câte ori $B = 0$ și că *forma de undă de la ieșire coincide cu cea de la intrarea A ori de câte ori $B = 1$* . Aceasta ne sugerează posibilitatea folosirii intrării B ca *intrare de control*, care decide când forma de undă de la intrarea A poate traversa poarta și când nu.

11.1.3 Operația NU (negarea logică)

Spre deosebire de operațiile SAU și ȘI, operația NU poate fi aplicată unei singure variabile de intrare. De exemplu, dacă variabila A este obiectul operației NU, atunci rezultatul acestei operații, x , poate fi scris sub forma:

$$x = \overline{A}$$

în care bara de deasupra lui A simbolizează operația **NU** sau operația de **negare (inversare)**. Această relație se citește " x este *negatul* lui A " sau " x este *inversul* lui A " sau " x este *complementul* lui A ". Toate aceste trei propoziții indică faptul că valoarea logică a lui $x = \overline{A}$ este opusul valorii logice a lui A . Acest lucru este concretizat în tabelul de adevăr al funcției ȘI.

Tabelul 11.3

A	$x = \overline{A}$
0	1
1	0

Operația NU mai este cunoscută și sub denumirea de *inversiune* sau *complementare*, termeni care pot fi interschimbabili în text. Deși în prezenta lucrare vom folosi ca simbol pentru operația de negare bara superioară, este important de cunoscut faptul ca se acceptă ca simbol pentru ea și ('): $A' = \overline{A}$

Circuitul NU, cunoscut mai des și ca **INVERSOR** are simbolul prezentat în fig.11.5. Acest circuit are întotdeauna o singură intrare, nivelul logic al ieșirii fiind inversul nivelului logic al intrării. De asemenea, în graficul alăturat figurii este arătat efectul inversorului asupra unui semnal aplicat la intrarea sa.

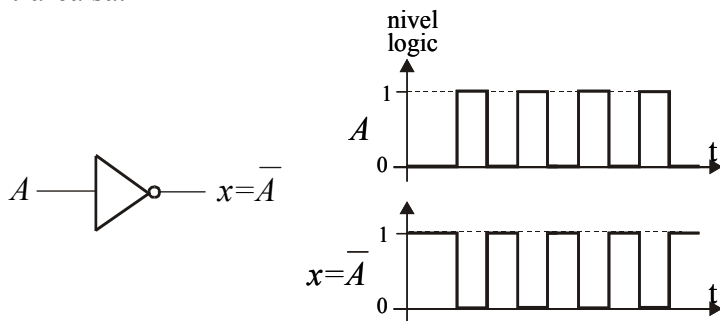


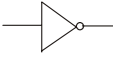


Fig.11.5

Tabelul 11.4 prezintă într-o formă sintetică rezultatele posibile ale celor trei operații de bază din algebra Booleeană.

Tabelul 11.4

 SAU	 ȘI	 NU
$0 + 0 = 0$	$0 \cdot 0 = 0$	
$0 + 1 = 1$	$0 \cdot 1 = 0$	$\bar{0} = 1$
$1 + 0 = 1$	$1 \cdot 0 = 0$	$\bar{1} = 0$
$1 + 1 = 1$	$1 \cdot 1 = 1$	

11.1.4 Porțile SAU-NU și ȘI-NU

Alte două tipuri de porți logice folosite frecvent în circuitele digitale sunt porțile SAU-NU și ȘI-NU. Ele combină cele trei operații de bază SAU, ȘI, NU, putând fi ușor descrise folosind noțiunile elementare de algebră Booleană.

Simbolurile porților SAU-NU și ȘI-NU cu două intrări și echivalentele lor cu porți elementare sunt arătate în fig.11.6 și 11.7 iar tabelele 11.5 și 11.6 prezintă regulile de operare ale celor două porți. Se poate observa că singura deosebire față de porțile SAU, respectiv ȘI, este prezența a câte unui cerculeț la ieșirile porților SAU-NU și ȘI-NU. Acest cerculeț simbolizează operația de inversare. Modurile de operare ale porților SAU-NU și ȘI-NU cu două intrări pot fi extinse asupra porților de același fel cu mai multe intrări.

Tabelul 11.5

B	A	SAU $A + B$	SAU-NU $\overline{A + B}$
0	0	0	1
0	1	1	0
1	0	1	0
1	1	1	0

Tabelul 11.6

B	A	ȘI $A \cdot B$	ȘI-NU $\overline{A \cdot B}$
0	0	0	1
0	1	0	1
1	0	0	1
1	1	1	0

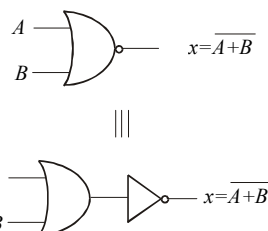


Fig.11.6

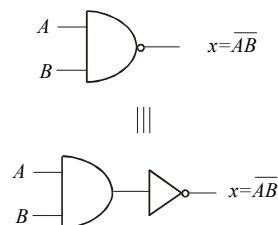


Fig.11.7

11.2 Electronica porților logice

11.2.1 Tranzistorul MOS ca element al porților logice

Tehnologia circuitelor digitale s-a dezvoltat în paralel cu tehnologia dispozitivelor electronice și a materialelor semiconductoare. Primele porți și circuite logice au fost realizate cu tuburi electronice. Apoi a început era materialelor semiconductoare și, odată cu ea, dezvoltarea circuitelor digitale integrate realizate cu diferite tehnologii. Primele porți logice integrate au fost realizate cu diode semiconductoare și tranzistori bipolari. Tendința permanentă a tehnologiilor a fost orientată în mai multe direcții: mărirea vitezei de lucru, creșterea gradului de integrare (miniaturizarea), micșorarea puterii consumate, micșorarea tensiunii de alimentare. Tehnologia CMOS a reușit să rezolve în mare parte aceste probleme dar cu siguranță lucrurile nu se vor opri aici. De aceea vom prezenta pe scurt structura electronică a inversorului și a porților SAU-NU și ȘI-NU realizate cu tranzistori MOS, porți care au calitatea de “universalitate”. Vom arăta în capitoul următor că folosind numai porți SAU-NU sau numai porți ȘI-NU pot fi realizate și celelalte funcții logice elementare.

Tranzistorii cu efect de câmp care se folosesc pentru realizarea porților logice sunt tranzistori MOS cu canal de tip n sau de tip p. Simbolurile folosite în scheme sunt prezentate în fig.11.8.

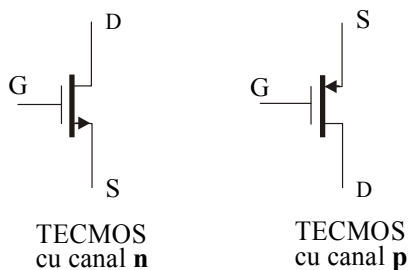


Fig.11.8

Structurile posibile ale tranzistorilor cu efect de câmp au fost prezentate în Capitolul 5. De aceea vom puncta doar acele caracteristici care ne sunt utile la înțelegerea funcționării lor:

- poarta fiind izolată față de structura semiconductoare, curentul care intră sau iese prin ea este sub $1\mu A$, astfel încât el poate fi neglijat.
- canalul semiconductor dintre drenă și sursă se comportă ca o rezistență a cărei valoare depinde de tensiunea dintre poartă și sursă.
- în circuitele digitale tranzistorii lucrează în regim de comutație: blocat → conducție → blocat → conducție → ...
- pentru tranzistorul MOS-n, dacă $V_{GS} = 0V$ (nivel logic 0) canalul are o

rezistență mai mare de $10^6 \Omega$, iar dacă $V_{GS} = 5V$ (nivel logic 1) canalul are o rezistență foarte mică (uzual 100Ω).

- pentru tranzistorul MOS-p, dacă $V_{GS} = 0V$ (nivel logic 0) canalul are o rezistență mai mare de $10^6 \Omega$, iar dacă $V_{GS} = -5V$ (nivel logic 1) canalul are o rezistență foarte mică (uzual 200Ω).

Pentru același grad de dopare și același volum al canalului semiconductor, în stare de conducție canalul p are o rezistență mai mare decât canalul n datorită mobilității mai mici a gurilor față de electroni. Valorile rezistențelor canalelor în stare de conducție cresc dacă tensiunea dintre poartă și sursă (în modul) este mai mică de $5V$, după cum și rezistențele lor în stare de blocare scad dacă tensiunea este mai mare (în modul) de $0V$.

Având în vedere aceste considerente, atunci când analizăm un circuit care lucrează în regim de comutație, tranzistorul MOS îl putem înlocui cu o rezistență conectată între drenă și sursă a cărei valoare este dictată de tensiunea dintre poartă și sursă la un moment dat.

Logica CMOS se bazează pe folosirea simultană a celor două tipuri de tranzistori, astfel încât între sursa de alimentare și masă să existe cel puțin un tranzistor blocat. Dacă această condiție este îndeplinită consumul de putere de la sursa de alimentare va fi întotdeauna foarte mic.

11.2.2 Inversorul CMOS

Inversorul CMOS are structura prezentată în fig.11.9. Canalele celor doi tranzistori complementari sunt conectate în serie iar grilele lor sunt conectate împreună, constituind intrarea circuitului inversor.

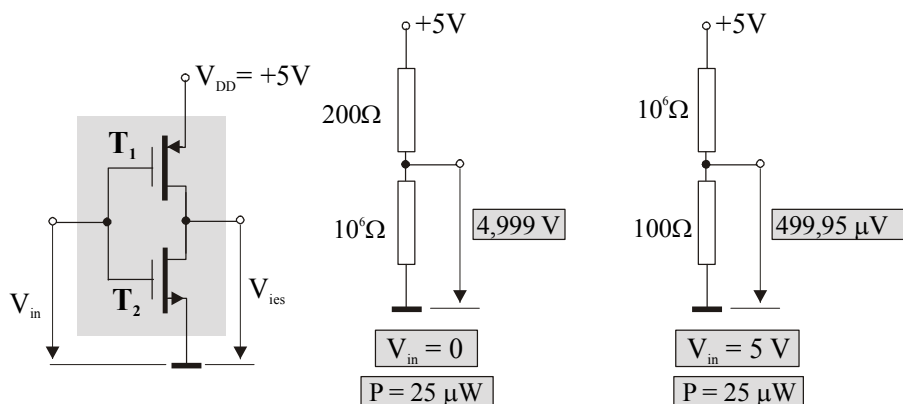


Fig.11.9

Ieșirea inversorului este conectată la drenele comune ale tranzistorilor. Deși sursa de alimentare este conectată la sursa tranzistorului T_1 , ea este notată tot cu indice D (drenă).

În fig.11.9 sunt prezentate și schemele echivalente cu rezistențe pentru cele două situații posibile. Tensiunea de ieșire poate fi calculată observând că este vorba de un divizor de tensiune. Funcționarea circuitului este sintetizată în Tabelul 11.7, de unde se vede imediat că el lucrează ca inversor.

Tabelul 11.7

V_{in}	LOGIC	V_{GS1}	T_1	V_{GS2}	T_2	V_{ies}	LOGIC
0	0	-5V	conducție	0	blocat	4,99V	1
5V	1	0	blocat	5V	conducție	499 μ V	0

În ambele situații posibile de funcționare unul dintre cei doi tranzistori este blocat, el constituind o cale de rezistență foarte mare între sursa de alimentare și masă. Ca urmare, puterea consumată în cele două stări extreme este foarte mică (25 μ W). Dar, în intervalele de timp în care au loc tranzițiile între cele două stări, tensiunile între grile și surse vor avea și valori cuprinse între 0 – 5V, respectiv între 0 – -5V, valori pentru care rezistențele canalelor blocate sunt mai mici și consumul de putere este mai mare.

Faptul că tranzistorul MOS-p intră în stare de conducție atunci când poarta sa este conectată la masă (nivel logic 0) poate fi evidențiat prin adăugarea în simbolul său a cerculețului care simbolizează inversarea, așa cum este arătat în fig.11.10. Cu acest simbol poate fi intuită mai bine logica de funcționare a inversorului. De aceea va fi folosit și în continuare.

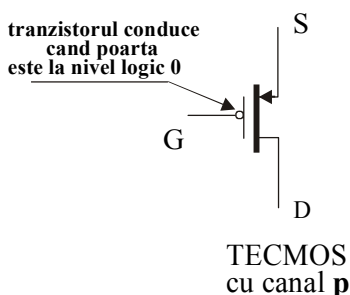


Fig.11.10

11.2.3 Poarta CMOS SAU-NU

Prin combinarea potrivită a unor structuri asemănătoare inversorului pot fi construite și alte porți logice cu două sau mai multe intrări. Astfel, în fig.11.11 este prezentată schema unei porți SAU-NU cu două intrări. Este vorba despre o combinație serie-paralel în care tranzistorii lucrează în tandem (T_1 cu T_3 și T_2 cu T_4) asemănător modului de lucru într-un inversor.

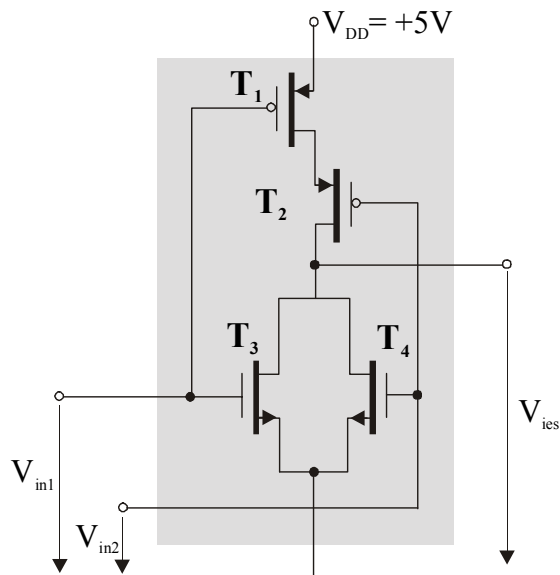


Fig.11.11

În fig.11.12 sunt prezentate schemele echivalente cu rezistențe pentru cele patru combinații posibile de niveluri logice ale semnalelor de intrare. Dacă am boteza cele două variabile de intrare cu A și B, tabelul de adevăr ar fi similar Tabelului 11.5 al funcției SAU-NU.

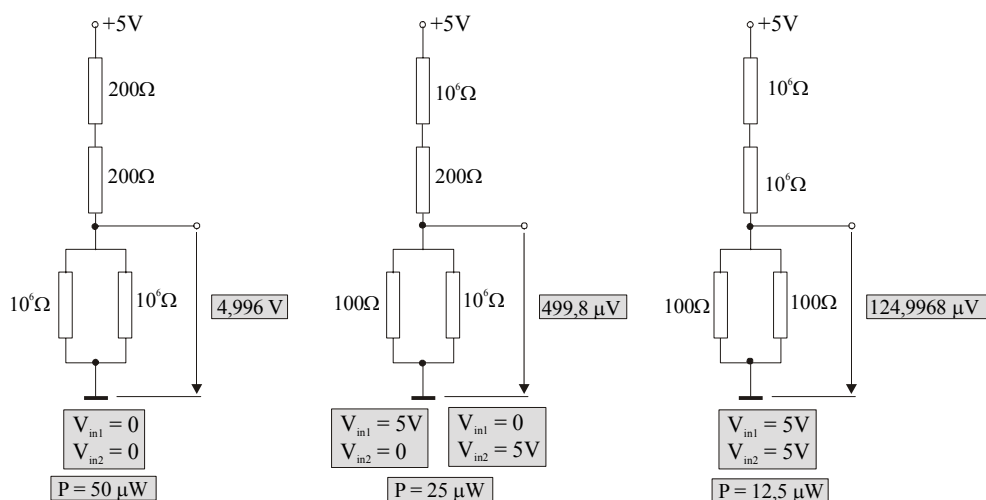


Fig.11.12

11.2.4 Poarta CMOS ȘI-NU

În mod asemănător cu poarta SAU-NU poate fi construită poarta ȘI-NU. Modul de conexiune al tandemurilor de tranzistori este prezentat în fig.11.13 iar schemele echivalente cu rezistențe pentru toate combinațiile posibile de niveluri logice ale semnalelor de intrare sunt prezentate în fig.11.14.

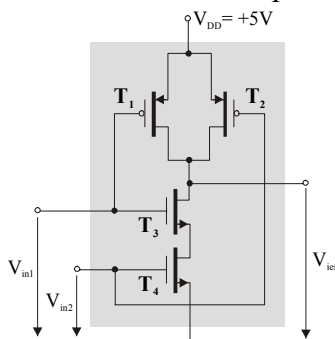


Fig.11.13

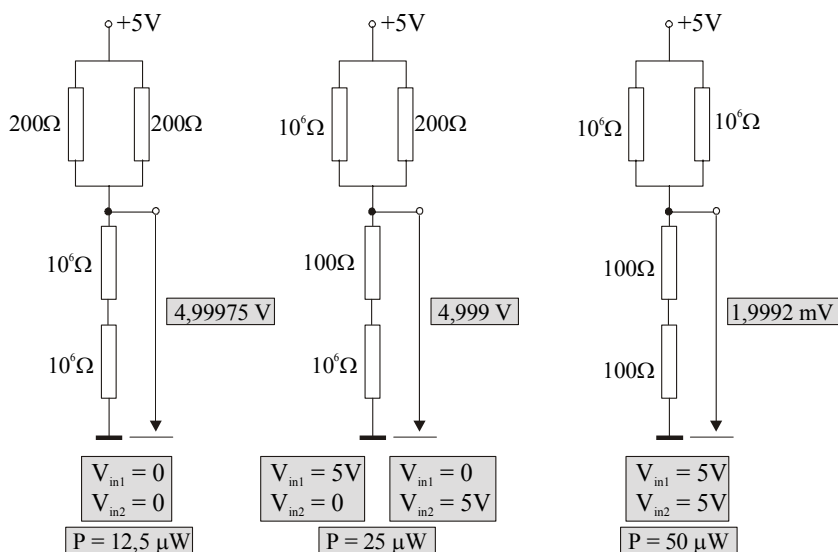


Fig.11.14

În fig.11.12 și 11.14, pe lângă valorile tensiunilor de ieșire, sunt prezentate și valorile puterilor consumate în fiecare stare staționară posibilă. Toate sunt foarte mici, dar rămâne valabilă observația menționată la circuitul inversor referitoare la consumul de putere pe durata tranziției dintr-o stare staționară în alta.

12 PORȚILE LOGICE ȘI ALGEBRA BOOLEANĂ

12.1 Variabilele Booleene și tabelul de adevăr

Așa după cum am arătat în paginile anterioare, intrările și ieșirile circuitelor digitale pot fi doar în două stări de potențial electric (niveluri logice) cărora li s-au atribuit variabilele logice 0 și 1. Această caracteristică a circuitelor logice permite folosirea algebrei Booleene (algebra lui 0 și 1) ca instrument de analiză și proiectare a lor. Prin combinarea porților logice elementare se construiesc circuite logice mai complicate care pot fi analizate tot cu ajutorul algebrei Booleene.

Ca și în cazul porților logice elementare, pentru orice circuit logic poate fi construit un tabel de adevăr care să ne arate care este nivelul logic al ieșirii lui în funcție de diferitele combinații posibile ale nivelurilor logice de la intrări. Dacă se notează cu A , B , C , ... variabilele de intrare și cu x variabila de ieșire, atunci formele tabelelor de adevăr pentru circuitele cu două, trei și patru intrări sunt cele prezentate în Tabelul 12.1.

Tabelul 12.1

două intrări			trei intrări				patru intrări				
B	A	x	C	B	A	x	D	C	B	A	x
0	0	?	0	0	0	?	0	0	0	0	?
0	1	?	0	0	1	?	0	0	0	1	?
1	0	?	0	1	0	?	0	0	1	0	?
1	1	?	0	1	1	?	0	0	1	1	?
			1	0	0	?	0	1	0	0	?
			1	0	1	?	0	1	0	1	?
			1	1	0	?	0	1	1	0	?
			1	1	1	?	0	1	1	1	?
							1	0	0	0	?
							1	0	0	1	?
							1	0	1	0	?
							1	0	1	1	?
							1	1	0	0	?
							1	1	0	1	?
							1	1	1	0	?
							1	1	1	1	?

În toate cele trei cazuri au fost prezentate toate combinațiile posibile ale nivelurilor logice de la intrare. Numărul acestora este funcție de numărul

de intrări N , și el este 2^N . Valoarea variabilei de ieșire a fost marcată cu "?" în toate coloanele x deoarece ea depinde de tipul circuitului logic folosit. Ordinea înșiruirii combinațiilor posibile la intrare este cea a numărării binare. Procedând în acest mod se evită omiterea vreunei combinații posibile.

12.2 Descrierea algebrică a circuitelor logice

12.2.1 Analiza unui circuit logic

Orice circuit, indiferent cât de complex ar fi el, poate fi descris folosind operațiile Booleene definite anterior, deoarece porțile logice SAU și ȘI, precum și circuitul INVERSOR, stau la baza construirii sistemelor digitale. De exemplu, să considerăm circuitul din fig.12.1.

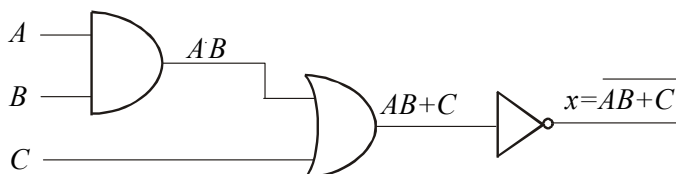


Fig.12.1

Acest circuit are trei intrări A , B și C și o singură ieșire x . Expresia lui x poate fi găsită foarte ușor folosind expresiile Booleene pentru fiecare poartă în parte, pornind de la intrare către ieșire. Astfel, expresia pentru ieșirea porții ȘI este $A \cdot B$. Ieșirea porții ȘI este conectată la una din intrările porții SAU, la cealaltă fiind aplicată variabila C . Expresia variabilei de ieșire a porții SAU este $A \cdot B + C$. Deoarece ieșirea porții SAU este conectată la intrarea inversorului, variabila de ieșire va avea expresia: $x = \overline{AB + C}$.

În procesul de evaluare a nivelului logic al ieșirii unui circuit alcătuit din mai multe porți logice se aplică următoarele reguli fundamentale:

- prima dată se efectuează operația de inversare a tuturor termenilor izolați care reclamă această operație
- apoi se efectuează toate operațiile din paranteze
- întotdeauna operația ȘI se va efectua înaintea operației SAU. *Operația ȘI este de rang superior operației SAU.*
- operațiile din paranteze se efectuează înaintea celorlalte
- dacă o expresie este negată, mai întâi se efectuează operațiile din expresie și apoi rezultatul final se inversează

Exemplu: să se evalueze expresia $x = \left[D + \overline{(A + B) \cdot C} \right] \cdot E$ dacă $A = B = 0$ și $C = D = E = 1$.

$$\begin{aligned}
 x &= [1 + \overline{(0 + 0)} \cdot 1] \cdot 1 \\
 &= [1 + \overline{0} \cdot 1] \cdot 1 \\
 &= [1 + \overline{0}] \cdot 1 \\
 &= [1 + 1] \cdot 1 \\
 &= 1 \cdot 1 \\
 &= 1
 \end{aligned}$$

Evaluarea nivelului logic al ieșirii unui circuit cu o configurație cunoscută poate fi făcută și fără găsirea prealabilă a expresiei Booleene a variabilei de ieșire. Această metodă poate fi folosită în timpul proiectării și testării unui sistem logic. În fig.12.2 este prezentat un exemplu în acest sens, presupunând că cele trei variabile de intrare au valorile logice $A = 0$, $B = 1$, $C = 1$ și $D = 1$.

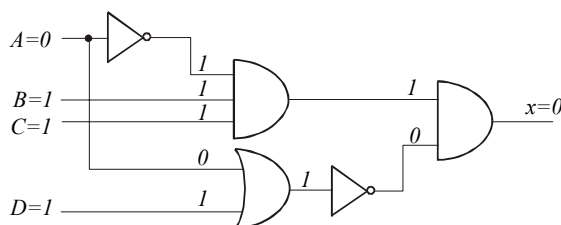


Fig.12.2

12.2.2 Sinteza unui circuit pe baza expresiei Booleene

Dacă modul de operare a unui circuit este definit printr-o expresie Booleeană atunci, pornind de la ea, se poate construi direct schema logică a circuitului. De exemplu, dacă avem nevoie de un circuit definit de expresia $x = A \cdot B \cdot C$, imediat vom recunoaște că este vorba despre o poartă logică ȘI cu trei intrări. Dacă avem nevoie de un circuit definit de expresia $x = A + \overline{B}$ vom folosi o poartă SAU cu două intrări și un inversor conectat la una dintre ele. Aceleași raționamente simple pot fi aplicate și în cazul unor circuite descrise de expresii Booleene mai complicate.

Să presupunem că dorim să construim un circuit a cărui ieșire este descrisă de funcția Booleană $x = AC + \overline{B}C + \overline{A}BC$. Această expresie conține trei termeni (AC , $\overline{B}C$ și $\overline{A}BC$) legați între ei prin operația SAU. Avem deci nevoie de o poartă SAU cu trei intrări. Dar cum fiecare termen de la intrările ei este de fapt câte un produs de doi sau trei termeni, pentru realizarea acestor produse mai avem nevoie de două porți ȘI cu două intrări și o poartă ȘI cu trei intrări. Ieșirile celor trei porți ȘI vor constitui intrări pentru poarta SAU. Observăm însă că în două dintre cele trei produse avem și câte o variabilă inversată. Pentru realizarea operațiilor de inversare mai

sunt necesare încă două inversoare. Pe baza acestor considerente poate fi construită schema circuitului care va realiza funcția logică preconizată (fig.12.3).

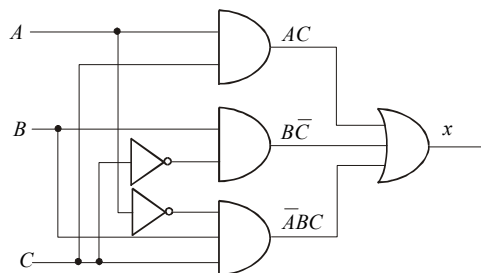


Fig.12.3

Deși această metodă de proiectare poate fi folosită oricând, în cazul expresiilor mai complicate ea devine greoaie și obositoare. Există și alte metode mai inteligente și mai eficiente pentru proiectarea circuitelor logice pornind de la funcția logică pe care trebuie să o realizeze. Toate aceste metode stau la baza conceperii programelor soft specializate de proiectare electronică, programe cărora le este suficient să le dăm funcția logică iar ele ne vor da imediat cel mai simplu circuit logic care o realizează.

12.3 Teoremele algebrei Booleene

Am văzut cum poate fi folosită algebra Booleană pentru analiza și sinteza unui circuit logic și scrierea sub formă matematică a modului său de operare. Studiarea teoremelor (regulilor) algebrei Booleene este de un real ajutor în acțiunea de simplificare a expresiilor și circuitelor logice.

12.3.1 Teoreme pentru porțile cu o variabilă de intrare

Aceste teoreme se referă la situația în care la intrarea unei porți logice doar una dintre mărimile de intrare este variabilă, iar cealaltă (dacă ea există) este constantă. Pentru a demonstra aceste teoreme este suficient să ne gândim la funcțiile logice și tabelele lor de adevăr.

Teorema 1. Dacă oricare dintre variabilele unei intrări ale unei porți ȘI este 0 rezultatul va fi 0.

$$x \cdot 0 = 0$$

Teorema 2. Dacă o variabilă este multiplicată logic cu 1, rezultatul va avea valoarea variabilei.

$$x \cdot 1 = x$$

Teorema 3. O variabilă multiplicată cu ea însăși are ca rezultat valoarea variabilei.

$$x \cdot x = x$$

Această teoremă poate fi demonstrată simplu dând lui x valorile logice 0 sau 1 ($0 \cdot 0 = 0$ și $1 \cdot 1 = 1$).

Teorema 4. Rezultatul multiplicării unei variabile cu inversul ei este 0.

$$x \cdot \bar{x} = 0$$

Teorema 5. Rezultatul adunării unei variabile cu 0 va fi egal cu valoarea variabilei.

$$x + 0 = x$$

Teorema 6. Rezultatul adunării unei variabile cu 1 va fi egal cu 1.

$$x + 1 = 1$$

Teorema 7. Rezultatul adunării unei variabile cu ea însăși va fi egal cu valoarea variabilei.

$$x + x = x$$

Teorema 8. Rezultatul adunării unei variabile cu inversul ei este 1.

$$x + \bar{x} = 1$$

12.3.2 Teoreme pentru porțile cu mai multe variabile de intrare

Teorema 9 $x + y = y + x$

Teorema 10 $x \cdot y = y \cdot x$

Teorema 11 $x + (y + z) = (x + y) + z = x + y + z$

Teorema 12 $x \cdot (y \cdot z) = (x \cdot y) \cdot z = x \cdot y \cdot z$

Teorema 13a $x \cdot (y + z) = x \cdot y + x \cdot z$

Teorema 13b $(w + x) \cdot (y + z) = w \cdot y + w \cdot z + x \cdot y + x \cdot z$

Teorema 14 $x + x \cdot y = x$

Teorema 15 $x + \bar{x}y = x + y$

Teoremele de la 9 la 13 sunt în fapt teoremele comutativității, asociativității și distributivității, similare cu cele din algebra clasică. Teoremele 14 și 15 nu au corespondent în algebra clasică. Teorema 14 poate fi demonstrată ușor cu ajutorul teoremelor 2, 13a și 6:

$$x + x \cdot y = x \cdot 1 + x \cdot y = x(1 + y) = x \cdot 1 = x$$

Teorema 15 poate fi demonstrată înlocuind în ea toate combinațiile posibile pentru variabilele x și y .

Iată în continuare două exemple de aplicare a acestor teoreme care nu fac altceva decât să demonstreze utilitatea lor:

$$y = \overline{A}BD + \overline{A}\overline{B}\overline{D} = \overline{A}\overline{B}(D + \overline{D}) = \overline{A}\overline{B} \quad (\text{teoremele 13a și 8})$$

$$y = (\overline{A} + B)(A + B) = \overline{A}A + \overline{A}B + AB + BB = (\overline{A} + A)B + B = B + B = B$$

(teoremele 13b, 4, 8 și 7)

12.3.3 Teoremele lui DeMorgan

Aceste teoreme sunt dintre cele mai importante ale algebrei Booleene, fiind extrem de utile pentru simplificarea expresiilor în care apar sume inversate sau produse inversate. Iată cele două teoreme ale lui DeMorgan:

Teorema 16

$$\overline{(x + y)} = \overline{x} \cdot \overline{y}$$

Teorema 17

$$\overline{x \cdot y} = \overline{x} + \overline{y}$$

Teorema 16 spune că atunci când o sumă SAU de două variabile este inversată, ea se poate calcula inversând mai întâi variabilele și făcând apoi produsul logic al lor. Teorema 17 spune că atunci când un produs ȘI de două variabile este inversat, el se poate calcula inversând mai întâi variabilele și făcând apoi suma logică a lor. Fiecare dintre teoremele lui DeMorgan poate fi demonstrată considerând toate combinațiile posibile dintre x și y .

Deși teoremele lui DeMorgan au fost enunțate pentru variabile simple, x și y , ele sunt valabile și în situațiile în care x sau y sunt expresii care conțin mai mult de o variabilă. De exemplu, să aplicăm aceste teoreme la simplificarea expresiei $\overline{(\overline{A}\overline{B} + C)}$:

$$\begin{aligned} \overline{(\overline{A}\overline{B} + C)} &= \overline{\overline{A}\overline{B}} \cdot \overline{C} \\ \overline{\overline{A}\overline{B}} \cdot \overline{C} &= (\overline{\overline{A}} + \overline{\overline{B}}) \cdot \overline{C} \\ (\overline{\overline{A}} + \overline{\overline{B}}) \cdot \overline{C} &= (\overline{A} + \overline{B}) \cdot \overline{C} \\ (\overline{A} + \overline{B}) \cdot \overline{C} &= \overline{A}\overline{C} + \overline{B}\overline{C} \end{aligned}$$

Să observăm că în rezultatul final semnul de inversare este asociat numai unor variabile simple.

12.3.4 Implicații ale teoremelor lui DeMorgan

Teoremele lui DeMorgan au implicații interesante din punctul de vedere al circuitelor logice. Să considerăm mai întâi teorema 16:

$$\overline{(x + y)} = \bar{x} \cdot \bar{y}$$

Termenul din stânga ecuației poate fi privit ca ieșirea unei porți SAU-NU ale cărei intrări sunt x și y . Pe de altă parte, termenul din dreapta ecuației este rezultatul inversării mai întâi a variabilelor x și y și apoi al aplicării lor la intrările unei porți ȘI. Aceste două reprezentări echivalente sunt ilustrate în fig.12.4a.

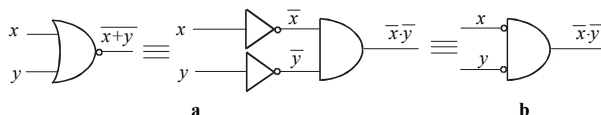


Fig12.4

Se poate observa că o poartă ȘI precedată la intrările sale de două inversoare este echivalentă cu o poartă SAU-NU. Atunci când o poartă ȘI cu intrările inversate este folosită pentru realizarea funcției SAU-NU se poate folosi, pentru simplitate, simbolul din fig.12.4b în care la fiecare intrare este marcat cerculețul simbolizând operațiunea de inversare.

Să considerăm acum Teorema 17:

$$\overline{x \cdot y} = \bar{x} + \bar{y}$$

Termenul din partea stângă a ecuației poate fi implementat cu o poartă ȘI-NU cu două intrări, x și y . Termenul din partea dreaptă poate fi implementat inversând mai întâi intrările x și y și aplicându-le apoi la intrările unei porți SAU. Aceste două reprezentări echivalente sunt ilustrate în fig.12.5a.

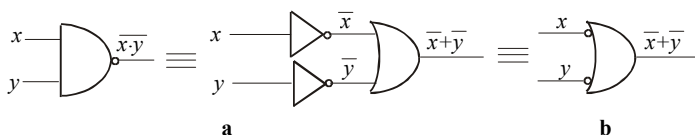


Fig.12.5

Poarta SAU având câte un inversor la fiecare intrare este echivalentă cu o poartă ȘI-NU. Atunci când o poartă SAU cu ambele intrări inversate este folosită pentru realizarea funcției ȘI-NU se poate folosi simbolul simplificat prezentat în fig.11.14b. Și aici cerculețele de la intrări au semnificația inversării valorii logice.

12.4 Universalitatea porților ȘI-NU și SAU-NU

Toate expresiile Booleene sunt alcătuite din diverse combinații ale operațiilor de bază ȘI, SAU, NU. Prin urmare, orice expresie poate fi

implementată folosind porți ȘI, porți SAU și inversoare. Totodată este posibilă implementarea unei expresii folosind *exclusiv* porți ȘI-NU. Aceasta, deoarece folosind combinații potrivite de porți ȘI-NU pot fi realizate toate celelalte funcții logice de bază: ȘI, SAU, NU. Acest lucru este demonstrat în fig.12.6.

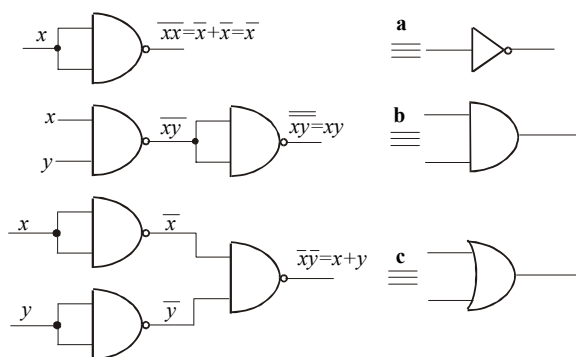


Fig.12.6

Se poate observa că dacă se conectează împreună cele două intrări ale unei porți ȘI-NU se obține un inversor (fig.12.6a). Inversorul astfel obținut poate fi folosit în combinație cu alte porți ȘI-NU pentru realizarea produsului logic (fig.12.6b) și a adunării logice (fig.12.6c).

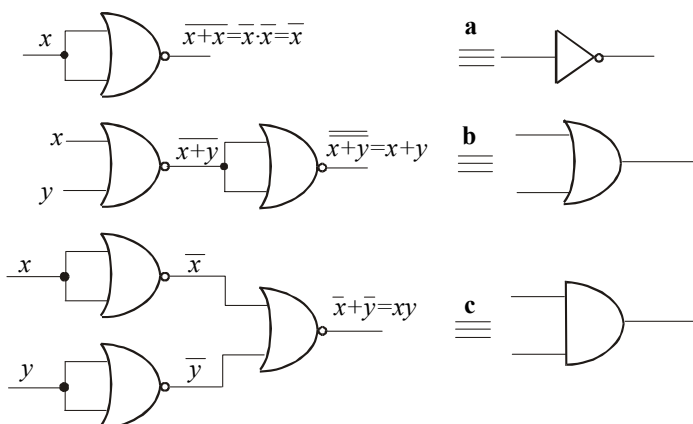


Fig.12.7

În mod similar se poate arăta că porțile SAU-NU pot fi combinate în mod corespunzător pentru implementarea oricărei funcții Booleene elementare (fig.12.7a, b și c). Și asta în primul rând pentru că o poartă SAU-NU cu intrările conectate împreună se transformă într-un inversor. Deoarece orice operație Booleană poate fi implementată folosind numai porți ȘI-NU,

orice circuit logic poate fi realizat numai cu porți ȘI-NU. Aceeași concluzie este valabilă și pentru porțile SAU-NU.

Iată un exemplu de punere în practică a acestor concluzii. Să presupunem că trebuie să proiectăm un circuit care să realizeze funcția logică $z = AB + CD$ folosind un *număr minim de circuite integrate*. Menționăm că o capsulă de circuit integrat poate conține una, două sau patru porți logice de același fel.

Metoda directă de implementare a expresiei logice amintite necesită folosirea a două porți ȘI care să realizeze cele două produse logice, urmate de o poartă SAU care să realizeze adunarea logică. Porțile se conectează ca în fig.12.8a, fiind necesare două circuite integrate: unul care conține patru porți ȘI cu două intrări (CI 1) și unul care conține patru porți SAU cu două intrări (CI 2). Deci, din totalul de opt porți, cinci rămân neutilizate.

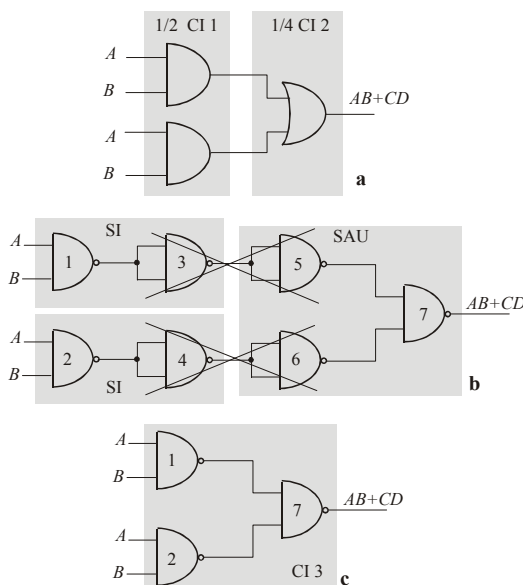


Fig.12.8

O altă modalitate de implementare poate fi aplicată prin înlocuirea porților ȘI și SAU din schema anterioară cu combinații de porți ȘI-NU care să realizeze aceleași funcții, așa cum este arătat în fig.12.8b. La prima vedere, pentru realizarea concretă a acestei scheme ar fi necesare șapte porți logice, deci două circuite integrate. Dar, observând succesiunea de câte două inversoare pe fiecare intrare a porții ȘI-NU cu numărul 7 și având în vedere efectul lor complementar, ele pot fi înlăturate din schemă fără a influența funcționarea ei. Va rezulta schema din fig.12.8c, care necesită doar trei porți ȘI-NU, adică un singur circuit integrat (CI 3).

12.5 Reprezentări alternative ale porților logice

Pe lângă simbolurile standard ale porților logice elementare prezentate în paragrafele anterioare, în unele scheme vom găsi și simboluri care fac parte dintr-un set de simboluri alternative pentru porțile logice standard. Înainte de a discuta utilitatea folosirii lor, le vom prezenta arătând și echivalența lor cu simbolurile standard (fig.12.9).

În partea stângă a figurii sunt prezentate simbolurile standard pentru fiecare poartă logică iar în partea dreaptă simbolurile alternative. Echivalența simbolurilor poate fi demonstrată folosindu-ne de implicațiile teoremelor lui DeMorgan exemplificate în fig.12.4 și 12.5.

Simbolul alternativ pentru fiecare poartă se poate obține din simbolul standard în modul următor:

- se schimbă simbolul porții ȘI cu cel al porții SAU iar al porții SAU cu cel al porții ȘI. Simbolul inversorului rămâne neschimbat.
- se inversează fiecare intrare și ieșirea simbolului standard prin adăugarea sau ștergerea cerculețului simbolizând negarea.

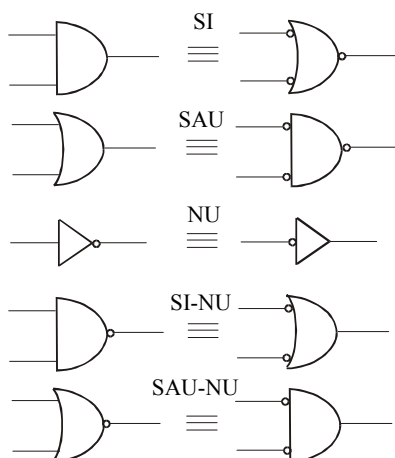


Fig.12.9

Analizând echivalența dintre simbolurile alternative și simbolurile standard trebuie subliniate câteva aspecte:

- pentru fiecare tip de poartă, atât simbolurile standard cât și cele alternative reprezintă același circuit fizic, fără nici o diferență.

- simbolurile standard ȘI și SAU nu au nici un cerculeț, în timp ce simbolurile lor alternative au cerculețe la toate intrările și la ieșire.
- porțile ȘI-NU și SAU-NU fiind porți inversoare, atât simbolurile lor standard cât și cele alternative au cerculețe fie la ieșire, fie la intrări.
- echivalența este valabilă indiferent de numărul intrărilor.

Întrebarea firească pe care o veți pune este: pare interesant, dar *de ce să ne mai complicăm cu simbolurile alternative din moment ce atât simbolurile standard cât și simbolurile corespondente alternative presupun realizarea aceluiași funcții logice?* Răspunsul este următorul: folosirea și a simbolurilor alternative poate face mai ușoară înțelegerea modului de operare a circuitelor logice mai simple și face posibilă descrierea funcției pe care o realizează cu ajutorul unor propoziții simple. Vom încerca să vă convingem de acest adevăr pornind chiar de la porțile elementare.

Pentru început vom atribui simbolurilor porților SAU și NU câte un cuvânt semnificativ, așa după cum se vede în fig.12.10.



Fig.12.10

Apoi facem următoarea convenție: dacă o linie de semnal nu are cerculeț considerăm ca ea se află la nivel logic 1 iar dacă are cerculeț se află la nivel logic 0.

Acceptând aceste două convenții, să încercăm să descriem prin propoziții simple funcționarea porților elementare reprezentate prin simbolurile standard și prin cele alternative.

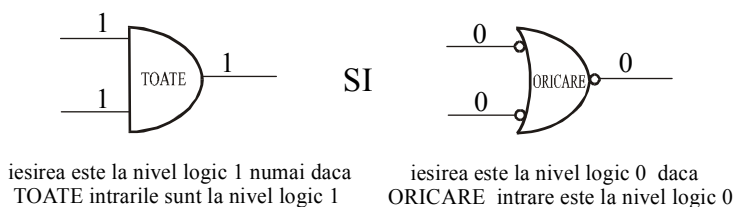


Fig.12.11

În fig.12.11 am aplicat convențiile pentru o poartă ȘI reprezentată prin cele două simboluri posibile. Apoi am scris câte o propoziție, pornind

de la ieșire către intrări, folosind drept cuvânt de legătură cuvântul pe care l-am asociat simbolului de bază: pentru ȘI \rightarrow TOATE și pentru SAU \rightarrow ORICARE.

Cu același algoritm putem descrie în propoziții funcționarea și a celorlalte porți elementare (fig.12.12).

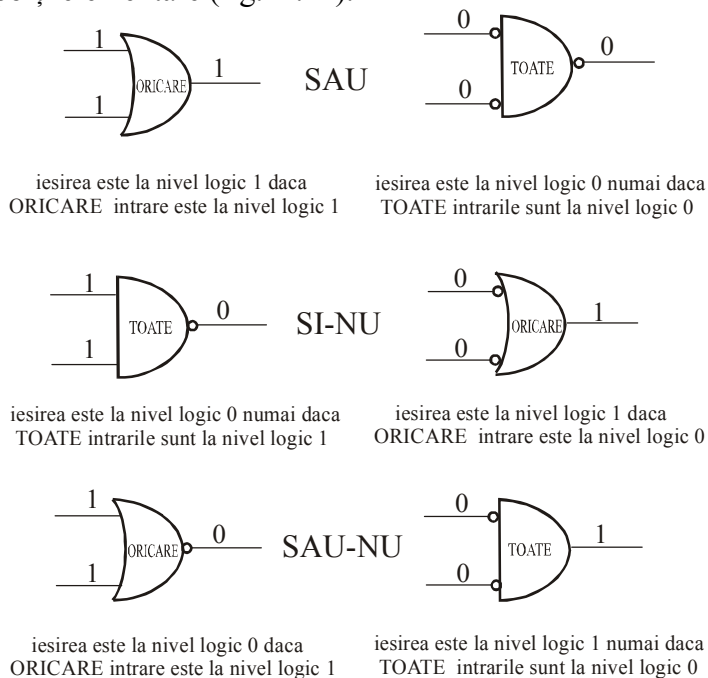


Fig.12.12

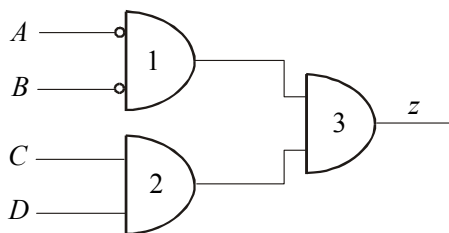


Fig.12.13

Algoritmul descris mai sus poate fi extins asupra analizării circuitelor cu mai multe porți. Să încercăm acest lucru pe circuitul din fig.12.13. Descrierea începe de la ieșire spre intrare. Să începem cu poarta 3: ieșirea porții 3 este la nivel logic 1 numai dacă ambele intrări sunt la nivel logic 1. Mergând spre stânga vom constata că numai una dintre intrările porții 3 este la nivel logic 1. Cea de a doua este pe o linie de semnal cu cerculeț la ieșirea porții 1, ceea ce implică nivelul logic 0. Aceasta înseamnă

că nu ne mai putem continua logica. Ar fi fost mai bine ca ieșirea porții 1 să fie fără cerculeț, la fel ca și intrarea porții 3 la care este conectată. Putem soluționa această cerință dacă înlocuim poarta 1 cu simbolul alternativ, rezultând schema din fig.12.14.

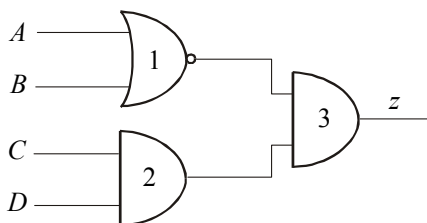


Fig.12.14

Acum putem relua raționamentul:

- ieșirea porții 3 este la nivel logic 1 numai dacă toate intrările sale sunt la nivel logic 1 (și constatăm că ieșirile la care sunt conectate cele două intrări sunt la nivel logic 1).
- ieșirea porții 1 este la nivel logic 1 numai dacă ambele intrări ale sale sunt la nivel logic 0.
- ieșirea porții 2 este la nivel logic 1 numai dacă ambele intrări ale sale sunt la nivel logic 1.

Acum, totul fiind în ordine, putem sintetiza funcționarea întregului circuit:

ieșirea este la nivel logic 1 numai dacă intrările A și B sunt simultan la nivel logic 0 în timp ce intrările C și D sunt simultan la nivel logic 1.

Am văzut că dificultățile de formulare a propozițiilor noastre s-au datorat faptului că o ieșire cu cerculeț (inversată) era conectată la o intrare fără cerculeț. Ele au dispărut atunci când, prin folosirea unui simbol alternativ, am făcut ca ieșirea și intrarea să fie de același fel (în cazul nostru fără cerculeț). De aceea se poate face următoarea *recomandare*:

La interconectarea porților logice se vor folosi (atunci când este posibil) acele simboluri care să asigure conectarea ieșirilor cu cerculețe la intrări cu cerculețe și a ieșirilor fără cerculețe la intrări fără cerculețe.

13 CIRCUITE LOGICE COMBINAȚIONALE

13.1 Minimizarea funcțiilor logice

Circuitele alcătuite din porțile logice de bază, a căror operare poate fi descrisă cu ajutorul algebrei Booleene, se numesc circuite logice combinaționale, deoarece *în fiecare moment de timp starea logică a ieșirii depinde de modul în care se combină nivelurile logice ale intrărilor în acel moment de timp*. Ele nu au capacitatea de memorare a informației.

Problema esențială care trebuie rezolvată cu ajutorul circuitelor logice combinaționale este implementarea unor funcții logice cu ajutorul *unui număr minim de porți logice*. Pentru atingerea acestui scop, funcția logică trebuie adusă la o formă cât mai simplă care să conțină un număr minim de termeni. Acest proces se numește *minimizarea funcției logice*. Despre funcțiile logice aduse la o formă minimizată se mai spune că sunt scrise sub *formă canonică*. Există două forme canonice utile în proiectarea circuitelor logice combinaționale, *suma de produse* sau *produsul de sume*, prima dintre ele fiind cea mai folosită.

Minimizarea funcțiilor logice până la una din formele canonice se poate face în două moduri:

- folosind teoremele algebrei Booleene
- folosind tehnica diagramei

În cazul scrierii funcției sub formă de sumă de produse, ea este alcătuită din doi sau mai mulți termeni care includ funcția ȘI, după care aceștia sunt uniți între ei cu ajutorul funcției SAU. Termenii ȘI ai sumei trebuie să respecte următoarea regulă:

un termen ȘI poate conține una sau mai multe variabile Booleene, variabile care pot fi prezente o singură dată, în forma normală sau complementară.

Această regulă ne precizează faptul că semnul de inversiune poate să apară numai deasupra variabilelor individuale. De aceea nu sunt admiși în expresia unei funcții logice termeni de forma \overline{ABC} sau $\overline{A}BC$.

13.1.1 Minimizarea algebrică

Minimizarea algebrică se poate realiza utilizând teoremele algebrei Booleene dar, din păcate, nu știm întotdeauna care teoremă trebuie aplicată într-o situație dată și dacă expresia obținută este sub cea mai simplă formă

posibilă. De aceea, mai ales în cazul funcțiilor complicate, simplificarea algebrică poate deveni o sursă de erori și necazuri.

În general, în procesul de simplificare algebrică a unei funcții logice se recomandă efectuarea a doi pași:

- funcția se scrie sub formă de sumă de produse
- termenii sunt grupați după factorul comun (dacă există), care apoi se scoate în fața parantezei. Această operație poate conduce la eliminarea unuia sau mai multor termeni.

Să aplicăm aceste etape la implementarea funcției:

$$z = ABC + \overline{AB}(\overline{AC}) \quad (13.1)$$

Funcția z poate fi simplificată cu ajutorul teoremelor algebrei Booleene.

Astfel, factorul \overline{AC} poate fi scris:

$$\overline{AC} = \overline{A} + \overline{C} = A + C$$

astfel încât funcția z devine:

$$z = ABC + \overline{AB}(A + C) = ABC + \overline{AB}A + \overline{AB}C$$

Deoarece $AA = A$:

$$z = ABC + \overline{AB} + \overline{AB}C = AC(B + \overline{B}) + \overline{AB}$$

Dar $B + \overline{B} = 1$, astfel încât se obține forma minimizată sub formă de sumă de produse a funcției z :

$$z = \overline{AB} + AC \quad (13.2)$$

Pe baza acestei expresii se poate proiecta circuitul cel mai simplu care să o realizeze, circuit prezentat în fig. 13.1.

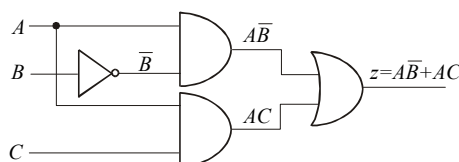


Fig.13.1

Pentru a vă convinge că munca de minimizare își are rostul ei încercați să desenați circuitul combinațional care realizează funcția logică descrisă de ecuația (13.1).

De multe ori funcția logică trebuie scrisă pornind de la tabelul de adevăr care descrie funcționarea circuitului. În acest caz, pentru a scrie expresia funcției logice care trebuie realizată, se recomandă parcurgerea următoarelor două etape:

- se scrie câte un termen ȘI pentru fiecare combinație a nivelurilor logice de intrare pentru care ieșirea este la nivel logic 1. Fiecare termen ȘI trebuie să conțină toate variabilele de intrare sub formă inversată sau neinversată după cum în linia corespunzătoare din tabel apar la nivel logic 0 sau 1.
- termenii ȘI astfel obținuți sunt legați între ei cu operația logică SAU, obținându-se expresia finală a funcției logice.
- dacă este necesar, se simplifică funcția logică folosind teoremele algebrei Booleene.

Să considerăm exemplul din Tabelul 13.1 în care avem trei variabile de intrare A , B și C și o variabilă de ieșire, x . Aplicând regulile de mai sus se obține expresia funcției logice care trebuie realizată.

Tabelul 13.1

C	B	A	x	Termeni ȘI	Funcția logică
0	0	0	0	-	$x = \overline{A}\overline{B}\overline{C} + \overline{A}B\overline{C} + A\overline{B}C$
0	0	1	1	$\overline{A}\overline{B}C$	
0	1	0	1	$\overline{A}B\overline{C}$	
0	1	1	0	-	
1	0	0	0	-	
1	0	1	0	-	
1	1	0	0	-	
1	1	1	1	ABC	

La o primă observare constatăm că funcția noastră este sub formă canonică minimizată, astfel încât putem trece la proiectarea circuitului logic care să o realizeze. Din analiza ei se poate vedea că avem nevoie de o poartă SAU cu trei intrări, de trei porți ȘI tot cu trei intrări și de trei inversoare, deoarece toate variabilele de intrare apar și sub formă inversată. Circuitul logic care realizează funcția este prezentat în fig.13.2.

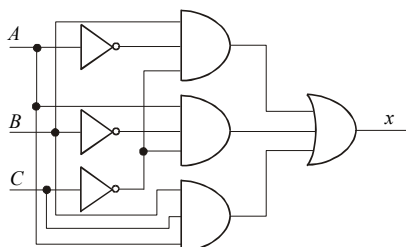


Fig.13.2

Din cele prezentate până acum se poate observa că scrierea unei funcții logice sub formă de sumă de produse facilitează proiectarea

circuitului care să o realizeze folosind porțile logice elementare ȘI, SAU și INVERTORUL. Din punct de vedere teoretic totul pare a fi în ordine. Din punct de vedere practic însă, apare un mic inconvenient. Majoritatea circuitelor integrate care conțin porți logice au la bază porțile logice ȘI-NU și SAU-NU cu ajutorul cărora se pot realiza toate celelalte funcții logice elementare. Am arătat acest lucru în Capitolul 12. Dacă în procesul de implementare a funcțiilor logice se vor folosi astfel de circuite integrate, este evident necesar ca schema logică ce realizează funcția minimizată să fie realizată numai cu porți ȘI-NU sau cu porți SAU-NU.

13.1.2 Minimizarea cu diagrame Karnaugh

O altă metodă folosită pentru minimizarea funcțiilor logice este cea a *diagramei Karnaugh*. Ea este o metodă grafică de obținere a funcției logice minimizate și de proiectare circuitul logic care să o realizeze, având ca punct de start tabelul de adevăr. Teoretic, metoda poate fi folosită pentru un număr de variabile de intrare oricât de mare, însă practic este aplicabilă pentru cel mult șase variabile de intrare.

Diagrama Karnaugh este un careu de formă pătratică sau dreptunghiulară conținând 2^N căsuțe, N fiind numărul variabilelor de intrare. Fiecare căsuță corespunde unei singure combinații posibile de formă ȘI a variabilelor de intrare. Atât pe orizontală cât și pe verticală, două căsuțe adiacente diferă între ele doar prin valoarea logică a unei singure variabile din combinațiile corespunzătoare lor. În fiecare căsuță se va înscrie cifra 1 sau 0 după cum combinația corespunzătoare ei are ca rezultat 1 logic sau 0 logic.

Expresia minimizată a variabilei de ieșire poate fi obținută din diagrama Karnaugh prin gruparea și încercuirea căsuțelor adiacente care conțin variabila binară 1. Gruparea se poate face în perechi de *două*, *patru* sau *opt* căsuțe. Se mai spune că se face gruparea în *dubleți*, *quazi* sau *octeți*. Trebuie menționat faptul că *se consideră adiacente și pătratele de la extremitățile unei linii sau unei coloane*.

Să considerăm exemplul din Tabelul 13.2 căruia îi corespunde diagrama Karnaugh din fig. 13.3. În acest exemplu se pot grupa în dubleți căsuțele cu numerele 2 și 6, respectiv 10 și 11. Având doi dubleți, expresia finală a funcției logice va avea doi termeni care pot fi obținuți astfel: din primul dublet dispăre variabila B care apare atât în forma normală cât și inversată, astfel că primul termen al funcției va fi \overline{ACD} ; din al doilea dublet dispăre variabila C care apare atât în forma normală cât și inversată, astfel că al doilea termen al funcției va fi ABD . Expresia finală funcției logice va fi:

$$x = \overline{\overline{A}CD} + ABD$$

Tabelul 13.2

<i>D</i>	<i>C</i>	<i>B</i>	<i>A</i>	<i>x</i>	Termeni ȘI
0	0	0	0	0	-
0	0	0	1	0	-
0	0	1	0	0	-
0	0	1	1	0	-
0	1	0	0	0	-
0	1	0	1	0	-
0	1	1	0	0	-
0	1	1	1	0	-
1	0	0	0	1	$\overline{A}\overline{B}\overline{C}D$
1	0	0	1	0	-
1	0	1	0	1	$\overline{A}B\overline{C}D$
1	0	1	1	1	$AB\overline{C}D$
1	1	0	0	0	-
1	1	0	1	0	-
1	1	1	0	0	-
1	1	1	1	1	$ABCD$

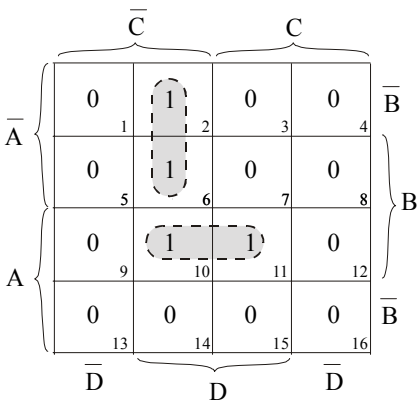


Fig.13.3

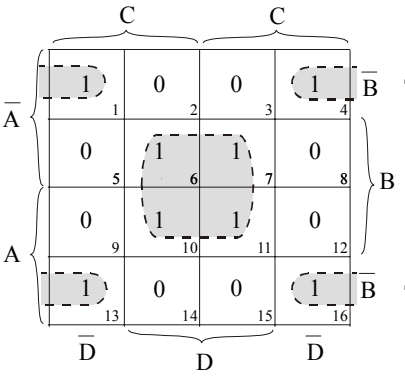


Fig.13.4

Gruparea în quazi o exemplificăm pe diagrama Karnaugh din fig.13.4.

Prin gruparea în *quazi* se elimină câte două variabile din fiecare *quad*, evident cele care apar în formele normală și inversată. În exemplul nostru, expresia funcției logice va avea doi termeni de câte două variabile pentru că avem doi *quazi*. Astfel, din *quadul* care cuprinde căsuțele 6, 7, 10 și 11 se elimină variabilele A și C , rămânând termenul BD , iar din *quadul* care conține căsuțele din cele patru colțuri se elimină tot variabilele A și C , rămânând termenul \overline{BD} . Astfel, expresia funcției logice realizate va fi:

$$x = BD + \overline{BD}$$

În cazul grupării în *octeți* se aplică aceleași reguli, cu deosebirea că prezența unui *octet* este echivalentă cu eliminarea a trei variabile din termenul corespunzător lui.

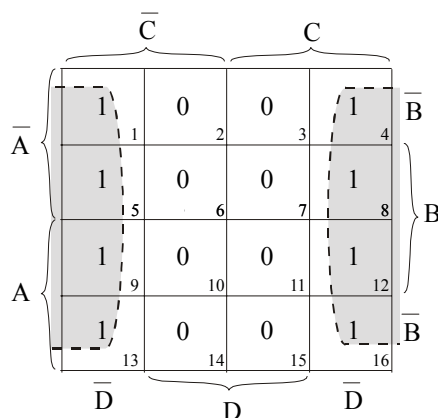


Fig.13.5

În cazul exemplului din fig.13.5 se elimină variabilele A , B și C . Având un singur *octet*, funcția logică va avea un singur termen și expresia ei va fi:

$$x = \overline{D}$$

Unele circuite pot fi proiectate astfel încât să existe anumite stări ale intrărilor pentru care nivelul logic al ieșirii să nu fie precizat, pentru simplul motiv ca stările respective ale intrărilor nu se vor realiza niciodată în situația concretă de funcționare a circuitului. Acestea se numesc *stări nedeterminate*. În aceste situații, proiectantul are libertatea de a pune în căsuțele corespunzătoare stărilor de nedeterminare 0 sau 1 astfel încât să-i fie cât mai ușor să simplifice expresia booleană a funcției de ieșire.

Este foarte probabil ca în multe cazuri să nu putem grupa căsuțele dintr-o diagramă Karnaugh numai în dubleți, *quazi* sau *octeți*, având și situații mai complexe în care va trebui să lucrăm pe aceeași diagramă cu două, trei sau chiar patru tipuri de grupări. Când am spus patru, ne-am

gândit și la cazurile de termeni izolați care nu pot fi grupați cu alți termeni. În aceste situații se recomandă parcurgerea următoarei succesiuni de pași pentru obținerea formei finale a funcției logice:

- construirea diagramei Karnaugh pe baza tabelului de adevăr. Este important de menționat că dacă există combinații ale variabilelor de intrare pentru care starea ieșirii este nedeterminată (ea poate fi 0 sau 1), proiectantul are libertatea ca în diagrama Karnaugh, în căsuța corespunzătoare combinațiilor respective să pună 0 sau 1, astfel încât aceasta să-l ajute la minimizarea mai eficientă a funcției.
- se vor încercui căsuțele izolate care conțin variabila 1. Aceste căsuțe nu sunt adiacente cu alte căsuțe care conțin variabila binară 1.
- se vor căuta căsuțele care conțin variabila 1 și care au o singură căsuță adiacentă care conține variabila 1. Astfel se realizează dubleții.
- se încercuiesc octeții chiar dacă vreo căsuță din ei a fost inclusă în dubleți.
- se încercuiesc quazii chiar dacă vreo căsuță din ei a fost inclusă în dubleți sau octeți.
- se încercuiește orice pereche care include căsuțe care încă nu au fost încercuite, asigurându-ne că numărul de încercuiri este minim.
- se face suma termenilor generați de fiecare grupare, obținându-se astfel expresia finală a funcției logice.

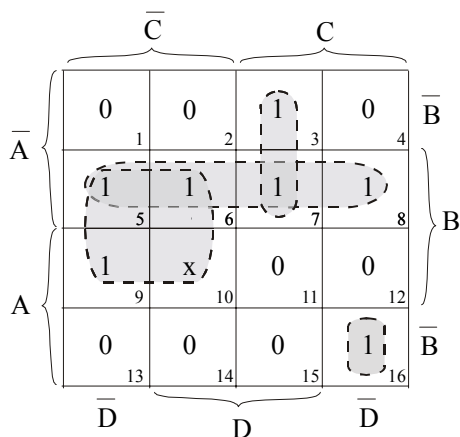


Fig.13.6

Să aplicăm în ordine aceste reguli pe exemplul din fig.13.6:

1. - căsuța 10 prezintă o stare de nedeterminare și ne avantajează să o considerăm în starea 1.

2. - căsuța 16 este izolată și ea va genera termenul $\overline{A}\overline{B}\overline{C}\overline{D}$.
3. - căsuța 3 se învecinează numai cu căsuța 7 formând dubletul 3-7 care generează termenul $\overline{A}CD$.
4. - nu sunt octeți.
5. - există doi quazi: 5-6-7-8 care generează termenul $\overline{A}B$ și 5-6-9-10 care generează termenul $B\overline{C}$.
6. - nu mai sunt alte perechi și căsuțe conținând 1, neincluse în combinațiile precedente.
7. - expresia finală a funcției logice va fi:

$$x = \overline{A}\overline{B}\overline{C}\overline{D} + \overline{A}CD + \overline{A}B + B\overline{C}$$

13.2 Porțile SAU EXCLUSIV și SAU EXCLUSIV-NU

Poarta SAU EXCLUSIV este o poartă logică care poate avea numai două intrări și care

furnizează un 1 logic la ieșire ori de câte ori cele două intrări sunt în stări complementare.

Simbolul operației SAU EXCLUSIV este “ \oplus ”. Să proiectăm circuitul logic care o realizează pornind de la scrierea tabelului de adevăr conform afirmației precedente:

Tabelul 13.3

B	A	$x = A \oplus B$	Termeni ȘI
0	0	0	
0	1	1	$\overline{A}B$
1	0	1	$A\overline{B}$
1	1	0	

și de la expresia funcției logice care realizează operația SAU EXCLUSIV, scrisă pe baza lui:

$$A \oplus B = \overline{A}B + A\overline{B}$$

Observăm imediat că avem nevoie de două inversoare, două porți ȘI și o poartă SAU, astfel încât circuitul logic combinațional pentru funcția noastră arată ca cel din fig.13.7, în care este prezentat și simbolul porții SAU EXCLUSIV folosit în schemele digitale.

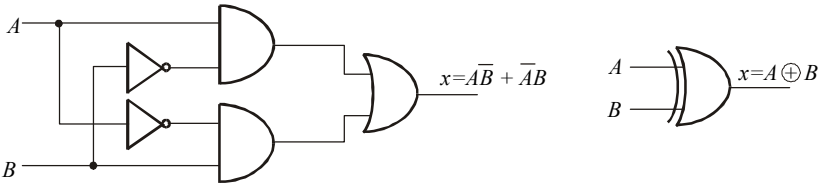


Fig.13.7

Poarta SAU EXCLUSIV-NU operează exact în opoziție cu poarta SAU EXCLUSIV. Tabelul 13.4 ne ajută la scrierea expresiei funcției logice pentru această operație:

Tabelul 13.4

<i>B</i>	<i>A</i>	$\overline{x = A \oplus B}$	Termeni ȘI
0	0	1	\overline{AB}
0	1	0	
1	0	0	
1	1	1	AB

$x = AB + \overline{AB}$

Ea ne indică faptul că variabila *x* va avea valoarea logică 1 în două cazuri: *A* = *B* = 1 (termenul *AB*) și *A* = *B* = 0 (termenul \overline{AB}). Cu alte cuvinte:

poarta SAU EXCLUSIV-NU va produce un nivel înalt al tensiunii de ieșire ori de câte ori cele două intrări vor fi la același nivel logic.

Deoarece această poartă compară două niveluri logice și “ne atrage atenția” când ele sunt egale, se mai spune că ea realizează funcția de echivalență. În fig.13.8 este arătat circuitul cu ajutorul căruia poate fi realizată această funcție logică și simbolul porții logice aferente.

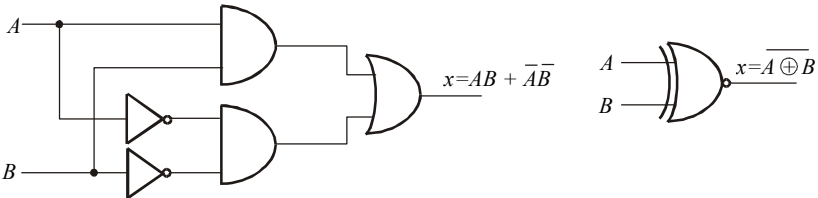


Fig.13.8

Deoarece circuitul SAU EXCLUSIV-NU operează complementar cu circuitul SAU EXCLUSIV, simbolul să poate fi obținut din simbolul porții SAU EXCLUSIV prin adăugarea cerculețului de negație la ieșire.

13.3 Circuite pentru prelucrarea informațiilor digitale

Pentru prelucrarea datelor în sistemele digitale și apoi pentru citirea și afișarea rezultatelor prelucrării, sunt necesare mai multe etape de lucru:

- *codarea* și *decodarea* (transformarea datelor dintr-un cod în altul)
- *multiplexarea* (transmiterea către o ieșire a unei singure informații dintr-un grup de informații)
- *demultiplexarea* (introducerea succesivă a datelor la diferite adrese posibile)

Toate aceste operații pot fi realizate cu ajutorul porților logice conectate în combinații rezultate în urma stabilirii funcției (funcțiilor) logice de transfer pe care trebuie să o (le) realizeze circuitul.

13.3.1 Circuite de codare a informației

Un circuit de codare are un anumit număr de intrări (codul de intrare), dintre care doar una poate fi activată la un moment dat și N ieșiri care reprezintă numărul de biți ai codului în care sunt reprezentate informațiile de la intrare. La un circuit de codare numărul de biți ai codului de ieșire este mai mic decât numărul de biți ai codului de intrare. Cel mai frecvent caz este acela al codării în binar. În această situație:

$$N = \log_2(\text{numărul de intrări})$$

Tabelul 13.5

A_7	A_6	A_5	A_4	A_3	A_2	A_1	A_0	O_2	O_1	O_0
0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0
0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	1
0	0	0	0	0	1	0	0	0	1	0
0	0	0	0	1	0	0	0	0	1	1
0	0	0	1	0	0	0	0	1	0	0
0	0	1	0	0	0	0	0	1	0	1
0	1	0	0	0	0	0	0	1	1	0
1	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1

Pentru a exemplifica modalitatea de proiectare circuitelor de codare să considerăm exemplul unui circuit de codare cu opt intrări și $N = \log_2 8 = 3$ ieșiri (Tabelul 13.5). Să notăm cu A_0, A_1, \dots, A_7 cele opt intrări și cu O_0, O_1

și O_2 cele trei ieșiri și să construim un tabel de adevăr în care *combinația biților de la ieșire să fie corespondentul binar al indicelui zecimal intrării*.

Încercând să stabilim o corespondență biunivocă între stările logice ale ieșirilor și cele ale intrărilor, vom observa că:

$O_0 = 1$ dacă A_1 SAU A_3 SAU A_5 SAU A_7 sunt la nivel logic 1

$O_1 = 1$ dacă A_2 SAU A_3 SAU A_6 SAU A_7 sunt la nivel logic 1

$O_2 = 1$ dacă A_4 SAU A_5 SAU A_6 SAU A_7 sunt la nivel logic 1

Deci, circuitul de codare va trebui să aibă câte o poartă SAU cu patru intrări care să comande fiecare ieșire. Modul de conectare a intrărilor circuitului de codare la intrările celor patru porți SAU este arătat în fig.13.9. Intrarea A_0 nu este conectată deoarece ieșirea va indica automat starea 000 dacă $A_1 = A_2 = \dots = A_7 = 0$.

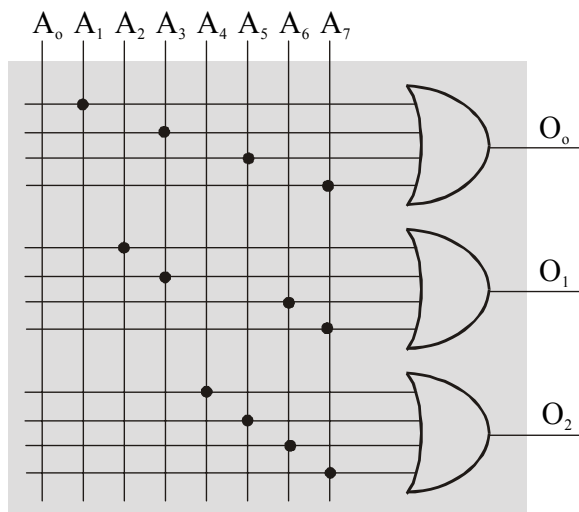


Fig.13.9

Unul dintre neajunsurile circuitului de codare, așa cum este el prezentat în fig.13.9, este acela că dacă două intrări sunt simultan la nivel logic 1, atunci rezultatul este eronat. De exemplu, dacă intrările A_3 și A_5 sunt simultan la nivel logic 1, atunci stările ieșirilor vor fi 111, ceea ce corespunde nivelului logic 1 la intrarea A_7 . De aceea au fost realizate *circuite de codare cu prioritate*, care conțin circuite logice astfel aranjate încât dacă două sau mai multe intrări sunt aduse simultan la nivel logic 1, atunci la ieșire va avea prioritate (va apare) codul numărului mai mare de la intrare.

13.3.2 Circuite de decodare a informației

Operația inversă a codării este decodarea. Un decodor este un circuit logic combinațional cu N intrări și $M \leq 2^N$ ieșiri. La intrarea decodului se aplică o informație codată pe N biți. Pentru o combinație dată a nivelurilor logice de la intrare va fi activată o singură ieșire. Deoarece unele coduri nu folosesc toate combinațiile posibile ale nivelurilor logice oferite de numărul de biți pe care este exprimată informația, numărul de ieșiri poate fi și mai mic decât 2^N . Astfel, când o informație zecimală este codată în binar (BCD) se folosesc numai 10 (0000, ..., 1001), din cele 16 combinații posibile deci un decodor BCD \rightarrow zecimal nu va avea 16 ieșiri ci numai 10.

Unul dintre cele mai folosite decodoare este cel de la 3 la 8 linii. Proiectarea lui cu porți logice poate fi realizată dacă se cunoaște funcția de transfer pentru fiecare ieșire. Aceasta poate fi exprimată pe baza tabelului de adevăr 13.6.

Tabelul 13.6

A_2	A_1	A_0	O_7	O_6	O_5	O_4	O_3	O_2	O_1	O_0	Funcția de transfer
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	$O_0 = A_2 A_1 A_0$
0	0	1	0	0	0	0	0	0	1	0	$O_1 = \overline{A_2} A_1 A_0$
0	1	0	0	0	0	0	0	1	0	0	$O_2 = \overline{A_2} A_1 \overline{A_0}$
0	1	1	0	0	0	0	1	0	0	0	$O_3 = \overline{A_2} A_1 A_0$
1	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	$O_4 = A_2 \overline{A_1} \overline{A_0}$
1	0	1	0	0	1	0	0	0	0	0	$O_5 = A_2 \overline{A_1} A_0$
1	1	0	0	1	0	0	0	0	0	0	$O_6 = A_2 A_1 \overline{A_0}$
1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	$O_7 = A_2 A_1 A_0$

Cunoscând funcțiile de transfer pentru fiecare ieșire, putem trece la proiectarea circuitului de decodificare a informației. Se vede că fiecare ieșire este caracterizată de un produs de trei termeni în stare normală sau complementară. Deci, pentru fiecare ieșire vom folosi câte o poartă ȘI cu cel puțin trei intrări. Unele decodoare au și una sau mai multe intrări de validare cu ajutorul cărora se poate controla starea de funcționare a lor. Astfel, dacă pentru decodorul de la 3 la 8 linii se folosesc porți ȘI cu patru intrări (fig.13.10), cea de-a patra intrare a fiecăreia dintre porți poate fi folosită ca intrare de validare, E (ENABLE).

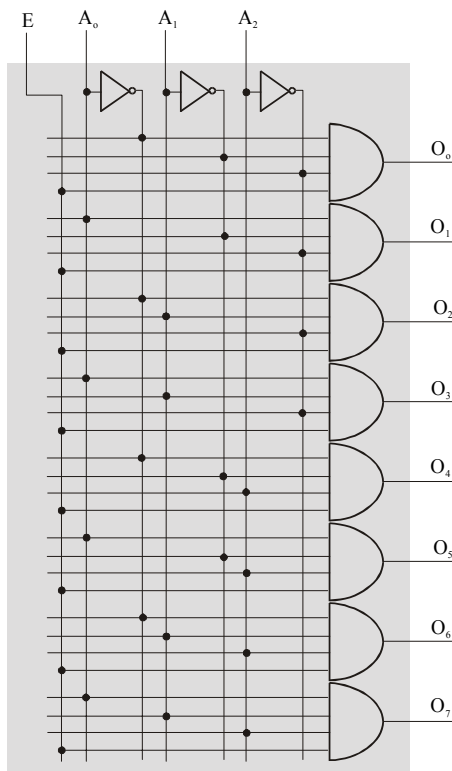


Fig.13.10

13.3.3 Multiplexoare

Un multiplexor este un circuit logic combinațional cu mai multe intrări și o singură ieșire. El acceptă mai multe date de intrare, permițând doar uneia dintre ele să treacă la un moment dat spre ieșire. Deoarece face o selecție de date, multiplexorul mai este denumit *SELECTOR DE DATE*. Ordinea de transmitere a datelor spre ieșire este hotărâtă de una sau mai multe intrări de dirijare a informației, numite **intrări de selecție**. Dacă vrei, putem compara multiplexorul cu o gară cu mai multe linii pe care se află trenuri care trebuie să o părăsească într-o anumită ordine, între două gări existând o singură linie.

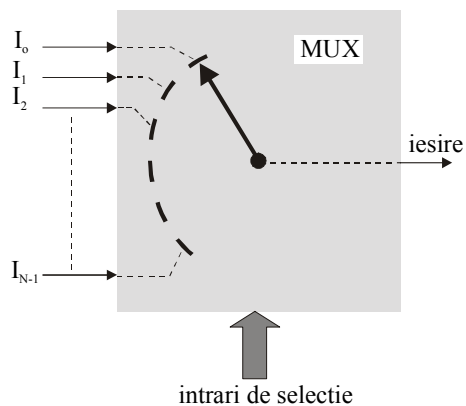


Fig.13.11

Multiplexorul acționează ca un comutator multipozițional controlat digital, în care codul digital aplicat la intrarea de selecție hotărăște care este ordinea de transmitere spre ieșire a datele de intrare (fig.13.11). Cu alte cuvinte, multiplexorul poate trimite la pensie bătrânul acar din vechile gări de pe vremea locomotivelor cu aburi.

Deoarece numărul de stări logice distincte ale intrării de selecție trebuie să fie egal cu numărul de intrări de date N , numărul de intrări de selecție poate fi calculat din relația:

$$\text{numărul intrărilor de selecție} = \log_2 N$$

Multiplexorul de bază este și cel mai simplu, având două intrări de date și o intrare de selecție ($\log_2 2 = 1$). Funcția de transfer a multiplexorului poate fi scrisă pe baza tabelului de adevăr 13.7 ca o sumă de produse a termenilor care furnizează un 1 logic la ieșire, tabel în care variabilele de intrare sunt I_0 , I_1 și S (selecție) iar variabila de ieșire este z . Condiția impusă este aceea ca la ieșire să fie transferată informația de la intrarea I_0 dacă $S = 0$ și cea de la intrarea I_1 dacă $S = 1$.

Tabelul 13.7

S	I_1	I_0	z	Termeni ȘI
0	0	0	0	
0	0	1	1	$\overline{S}I_0\overline{I_1}$
0	1	0	0	
0	1	1	1	$\overline{S}I_0I_1$
1	0	0	0	
1	0	1	0	
1	1	0	1	$S\overline{I_0}\overline{I_1}$
1	1	1	1	SI_0I_1

Funcția de transfer va fi:

$$z = \overline{S}I_0\overline{I_1} + \overline{S}I_0I_1 + S\overline{I_0}\overline{I_1} + SI_0I_1$$

care, după minimizare, devine:

$$z = \overline{S}I_0 + SI_1$$

Se poate vedea că pentru realizarea ei avem nevoie de două porți ȘI, o poartă SAU și un INVERSOR, conectate ca în fig.13.12.

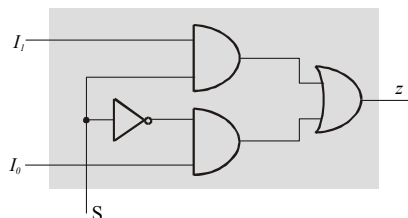


Fig.13.12

În mod analog, pot fi gândite scheme de multiplexoare cu patru, opt sau șaisprezece intrări, multiplexoare care sunt realizate sub formă integrată.

13.3.4 Demultiplexoare

Operația inversă multiplexării este demultiplexarea. De data aceasta trenurile nu mai ies din gară ci intră în ea pe rând, pe o singură linie, și trebuie distribuite pe liniile gării. Această operație o face demultiplexorul (fig.13.13). Deoarece numărul de stări logice distincte ale intrării de selecție trebuie să fie egal cu numărul de ieșiri de date N , numărul de intrări de selecție poate fi calculat din relația:

$$N = 2^{\text{numărul de intrări de selecție}}$$

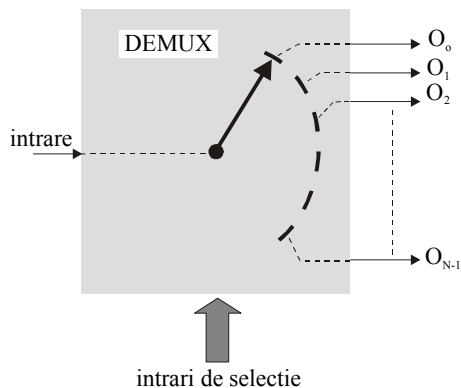


Fig.13.13

Proiectarea unui demultiplexor se poate face stabilind funcția de transfer pe baza tabelului de adevăr. Astfel, dacă avem o gară cu opt linii, multiplexorul care distribuie trenurile va trebui să aibă trei intrări de selecție ($\log_2 8 = 3$). Variabilele de intrare în demultiplexor vor fi cele de la intrarea de date și intrările de selecție. Punând condiția ca primele opt date de intrare să fie distribuite în ordine la cele opt ieșiri, se poate construi următorul tabel de adevăr:

Tabelul 13.8

S_2	S_1	S_0	O_7	O_6	O_5	O_4	O_3	O_2	O_1	O_0	Funcția de transfer
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	$O_0 = I \cdot \overline{S_2} \cdot \overline{S_1} \cdot \overline{S_0}$
0	0	1	0	0	0	0	0	0	1	0	$O_1 = I \cdot \overline{S_2} \cdot \overline{S_1} \cdot S_0$
0	1	0	0	0	0	0	0	1	0	0	$O_2 = I \cdot \overline{S_2} \cdot S_1 \cdot \overline{S_0}$
0	1	1	0	0	0	0	1	0	0	0	$O_3 = I \cdot \overline{S_2} \cdot S_1 \cdot S_0$
1	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	$O_4 = I \cdot S_2 \cdot \overline{S_1} \cdot \overline{S_0}$
1	0	1	0	0	1	0	0	0	0	0	$O_5 = I \cdot S_2 \cdot \overline{S_1} \cdot S_0$
1	1	0	0	1	0	0	0	0	0	0	$O_6 = I \cdot S_2 \cdot S_1 \cdot \overline{S_0}$
1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	$O_7 = I \cdot S_2 \cdot S_1 \cdot S_0$

După cum se poate vedea, pentru codul de selecție 000 valoarea logică a intrării I este dirijată către ieșirea O_0 , pentru codul de selecție 001 valoarea logică a intrării I este dirijată către ieșirea O_1 , ... , pentru codul de selecție 111 valoarea logică a intrării I este dirijată către ieșirea O_7 . Deci, demultiplexorul poate fi construit din opt porți ȘI cu câte patru intrări, câte o poartă pentru fiecare ieșire. De asemenea, mai sunt necesare trei inversoare, câte unul pentru fiecare intrare de selecție. Schema de principiu a acestui multiplexor este arătată în fig.13.14.

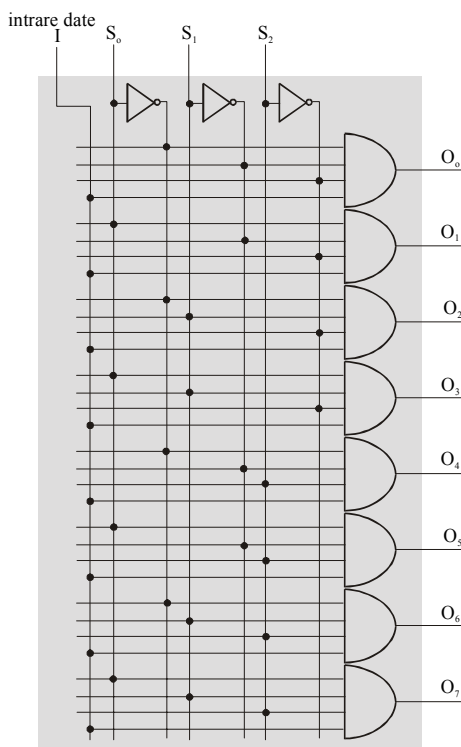


Fig.13.14

O analiză atentă a schemei demultiplexorului ne va arăta că ea este identică cu aceea a unui decodor cu o intrare de validare. Pentru a fi folosit ca demultiplexor, intrările decodorului sunt folosite ca intrări de selecție iar intrarea de validare este folosită ca intrare de date. Pentru că pot fi folosite în ambele scopuri, circuitele integrate de acest tip sunt denumite DECODOARE/ DEMULTIPLEXOARE.

14 CIRCUITE LOGICE SECVENȚIALE

14.1 Circuite basculante bistabile

14.1.1 Ce sunt stările stabile?

Circuitele logice secvențiale sunt acele circuite care au în structura lor atât circuite logice combinaționale cât și elemente de memorie binară. Datorită acestei combinații de circuite, stările ieșirilor circuitelor secvențiale depind atât de combinația nivelurilor logice de la intrări la un moment dat, cât și de semnalele aplicate la intrări în momente anterioare.

Circuitele basculante bistabile (**CBB**, Fig.14.1) sunt circuite logice secvențiale cu două sau mai multe intrări și **două ieșiri**, acestea din urmă neputând fi decât **în stări complementare** din punct de vedere al nivelurilor logice de tensiune: dacă una este la nivel logic 1, în mod obligatoriu cealaltă este la nivel logic 0. Intrările sunt folosite pentru a provoca bascularea circuitului înainte sau înapoi între cele două stări. Dacă un impuls aplicat la intrare provoacă bascularea CBB într-o stare, circuitul va rămâne în aceasta chiar și după dispariția impulsului de la intrare. Aceasta este caracteristica de **memorie a CBB**.

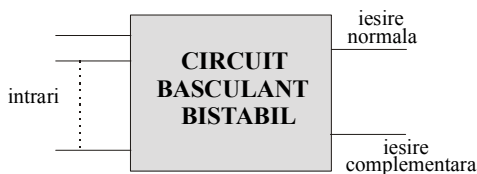


Fig.14.1

Se pune întrebarea: *ce ar putea fi în interiorul spațiului pe care scrie „circuit basculant bistabil”?* Pentru a răspunde la această întrebare, pornim de la o schemă simplă cu două inversoare conectate fiecare cu ieșirea la intrarea celuilalt (conexiune „în cross”, fig.14.2)

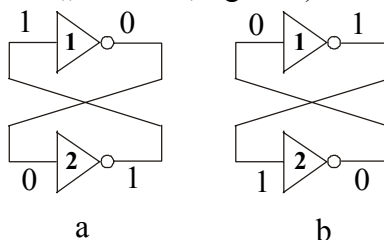


Fig.14.2

Cunoscând faptul că ieșirea unui inversor este întotdeauna complementul logic al intrării sale, după o examinare sumară a circuitului se poate observa că circuitul are două stări stabile (fig.14.2a, și b). Inconvenientul major al acestui circuit bistabil este acela că starea în care el se va afla la un moment dat nu poate fi influențată din exterior. La conectarea tensiunii de alimentare circuitul va trece în una dintre cele două stări stabile, în funcție de care dintre cele două inversoare va reacționa mai rapid la acest stimul și va rămâne în aceasta atâta timp cât este alimentat.

Explicarea fizică a acestui comportament poate fi dată pornind de la caracteristica de transfer a inversorului CMOS din fig.11.9, caracteristică prezentată în fig.14.3a.

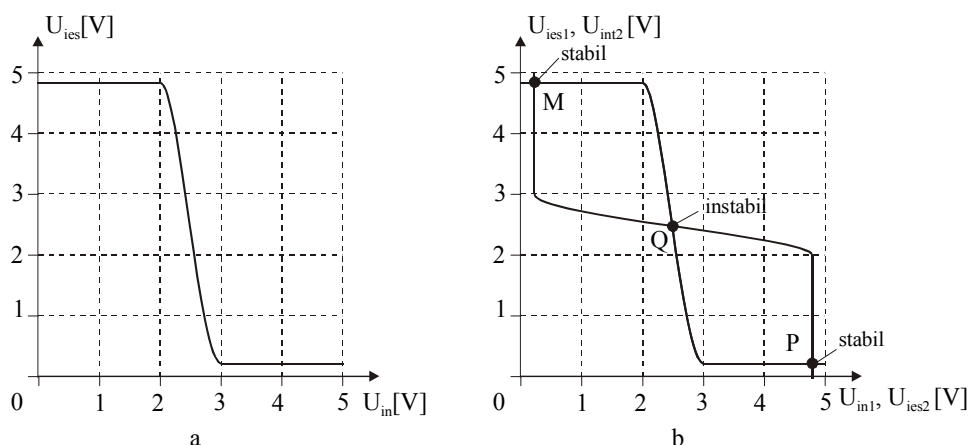


Fig.14.3

În cazul circuitului din fig.14.2 tensiunea de ieșire a unui inversor reprezintă tensiune de intrare pentru celălalt și invers. Dacă reprezentăm pe același grafic cele două caracteristici de transfer (fig.14.3b), vom observa că ele au trei puncte de intersecție, care reprezintă cele trei puncte posibile de funcționare. Dacă la un moment dat circuitul s-ar afla în starea corespunzătoare punctului Q, o variație de tensiune oricât de mică va determina deplasarea lui în punctele M sau P, în funcție de sensul inițial de variație al tensiunii. Punctele de funcționare M și P sunt stabile, în ele fiind satisfăcut și modul de funcționare al inversorului.

14.1.2 Circuit basculant bistabil SR de bază

Un circuit bistabil a cărui stare poate fi determinată de un impuls exterior poate fi construit cu două porți SAU-NU conectate ca în fig.14.4. Circuitul are două intrări S (SET) și R (RESET) și două ieșiri Q_1 și Q_2 . În stare inactivă cele două intrări se află la nivel logic 0. Atâta timp cât ele se află în

această stare, ieșirile nu își vor schimba stările logice în care se află. Având în vedere funcția logică pe care o realizează o poartă SAU-NU, să vedem care sunt stările posibile ale ieșirilor în stare inactivă a celor două intrări ($S = 0, R = 0$). Astfel, dacă intrările porții 2 sunt în starea 00, ieșirea ei va fi în starea $Q_2 = 1$ ($\overline{0+0} = 1$). Ieșirea porții 2 forțează a doua intrare a porții 1 în starea 1 și ieșirea ei va fi în starea $Q_1 = 0$ ($\overline{0+1} = 0$). Aceeași logică poate fi aplicată și în cazul în care intrările porții 2 sunt în starea 01. În acest caz ieșirile trebuie să fie în stările $Q_2 = 0, Q_1 = 1$. Putem deci concluziona că în stare inactivă cele două ieșiri trebuie să fie în stări complementare ($Q_2 = \overline{Q_1}$)

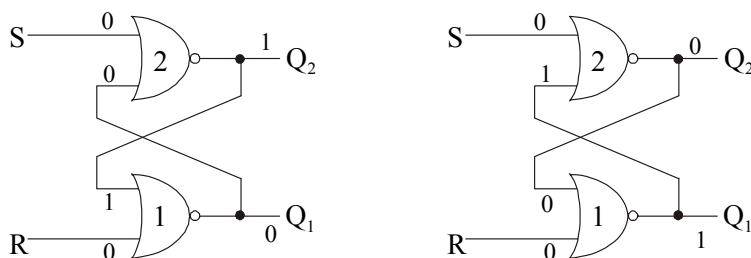


Fig.14.4

Având în vedere complementaritatea celor două ieșiri în starea de „așteptare”, vom folosi în continuare următoarele notații pentru ele: $Q_1 = Q$ și $Q_2 = \overline{Q}$, și le vom denumi **ieșirea normală**, respectiv **ieșirea complementară**. (fig.14.5).

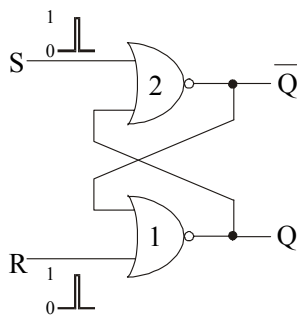


Fig.14.5

Bascularea circuitului dintr-o stare stabilă în starea complementară poate fi provocată prin aducerea la nivel logic 1, pentru un interval de timp foarte scurt (impuls pozitiv), a uneia dintre cele două intrări, S sau R. Starea în care se vor afla ieșirile după aplicarea unui astfel de „stimul” de intrare, poate fi determinată considerând cele două stări posibile ale ieșirilor și funcțiile logice realizate de porțile SAU-NU. Funcționarea unui circuit

basculant bistabil SR este sintetizată în tabelul 14.1, iar simbolul său este prezentat în fig.14.6. În tabel, s-au folosit notațiile:

- Q_n – starea ieșirii normale înainte de aplicarea impulsului de nivel logic 1 pe una dintre intrări
- Q_{n+1} - starea ieșirii normale după revenirea intrării respective la nivel logic 0

Tabelul 14.1

S	R	Q_{n+1}
0	0	Q_n
1 $\underline{\text{L}}$	0	1
0	1 $\underline{\text{L}}$	0
1 $\underline{\text{L}}$	1 $\underline{\text{L}}$?

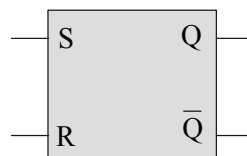


Fig.14.6

Se poate observa că dacă impulsul de nivel logic 1 este aplicat la intrarea S, ieșirea normală va fi la nivel logic 1 indiferent de starea sa inițială. De aceea intrarea **S** se mai numește intrare de **înscriere** a unei informații. Dacă impulsul de nivel logic 1 se aplică la intrarea R, ieșirea normală va fi la nivel logic 0 indiferent de starea sa inițială. Intrarea **R** se mai numește intrare de **ștergere**.

În tabelul 14.1 apare și situația în care ambele intrări sunt aduse simultan la nivel logic 1. În intervalul de timp în care ele se află la nivel logic 1 ambele ieșiri vor fi la nivel logic 0. Acest lucru rezultă din analiza logică a circuitului ca un circuit combinațional în stare staționară. Ce se întâmplă însă după ce intrările revin în starea de nivel logic 0? Cele două porți nu reacționează simultan la un “stimul” extern. Una dintre ele va reveni mai rapid decât cealaltă la nivel logic 0, lăsând celeilalte rolul de poartă de decizie. Dar, cum nu avem de unde ști care dintre cele două porți este mai rapidă, în circuit se poate întâmpla orice. După revenirea la nivel logic 0 a celor două intrări, ieșirile vor fi în starea 01 sau 10, dar fără a putea prezice în care. De aceea, se spune despre această situație că este una nedorită, tocmai pentru că are un efect imprevizibil. Vom vedea mai târziu cum o putem înlătura.

14.1.3 Circuit basculant bistabil SR sincronizat

În multe sisteme digitale este necesar ca procesele de comutare să aibă loc numai la anumite momente de timp bine determinate, adică ele să fie sincronizate cu alte semnale. Aceste semnale de sincronizare se mai numesc semnale de tact sau de ceas (clock - CLK). De regulă, ele sunt semnale

dreptunghiulare periodice și se aplică pe o intrare distinctă numită **intrare de tact**. Toate CBB-urile sincronizate pot avea una sau mai multe **intrări sincronizate** cu semnalul de tact, intrări care se mai numesc și intrări de control. Ele pot fi denumite în diferite moduri, după funcția pe care o îndeplinesc (de exemplu SET și RESET din cazul precedent). Intrările de control vor determina starea ieșirilor circuitului, dar efectul lor este sincronizat cu unul din fronturile semnalului de tact. Cu alte cuvinte, nivelurile logice prezente la intrările sincronizate vor controla modul în care se schimbă nivelurile logice ale ieșirilor în timp ce semnalul de tact va tranzita de la un nivel la altul.

Prin adăugarea a două porți ȘI bistabilului SR de bază și a unui detector de front se obține un circuit basculant bistabil SR sincronizat cu unul din fronturile semnalului de tact (fig.14.7).

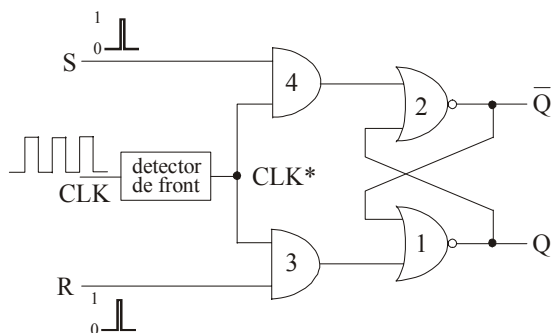


Fig.14.7

Circuitul detector de front furnizează un impuls scurt (CLK^*) coincident cu frontul crescător sau descrescător al semnalului de tact. Cele două porți ȘI alcătuiesc un circuit de dirijare, care permite impulsului CLK^* să treacă spre circuitul SR de bază în funcție de starea logică a intrărilor de control S și R.

Tabelul 14.2 sintetizează funcționarea circuitului SR sincronizat cu frontul descrescător al semnalului de tact. Se poate observa că starea de incertitudine privind răspunsul circuitului în situația în care ambele intrări sunt aduse simultan la nivel logic 1 se păstrează. În fig.14.8 este prezentat simbolul circuitului SR sincronizat. Intrarea de tact este simbolizată printr-un mic triunghi precedat de un cerculeț, semn că procesul de comutare poate avea loc pe frontul descrescător al semnalului de tact. În cazul în care comutarea are loc pe frontul crescător al semnalului de tact, intrarea de tact se simbolizează numai printr-un triunghi. Frontul semnalului de tact care permite realizarea unui proces de comutare se numește **front activ**.

Tabelul 14.2

CLK	S	R	Q_{n+1}
1	0	0	Q_n
1	1	0	1
1	0	1	0
1	1	1	?

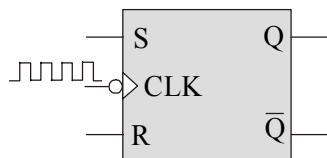


Fig.14.8

În fig. 14.9 sunt reprezentate formele de undă ale semnalelor pentru o situație oarecare a evoluției în timp a stărilor intrărilor sincronizate. Am presupus că în starea inițială intrările sincronizate S și R sunt inactive și ieșirea normală este la nivel logic 0. Situația în care $S = R = 1$ a fost evitată intenționat, tocmai pentru că nu știm cum va răspunde circuitul.

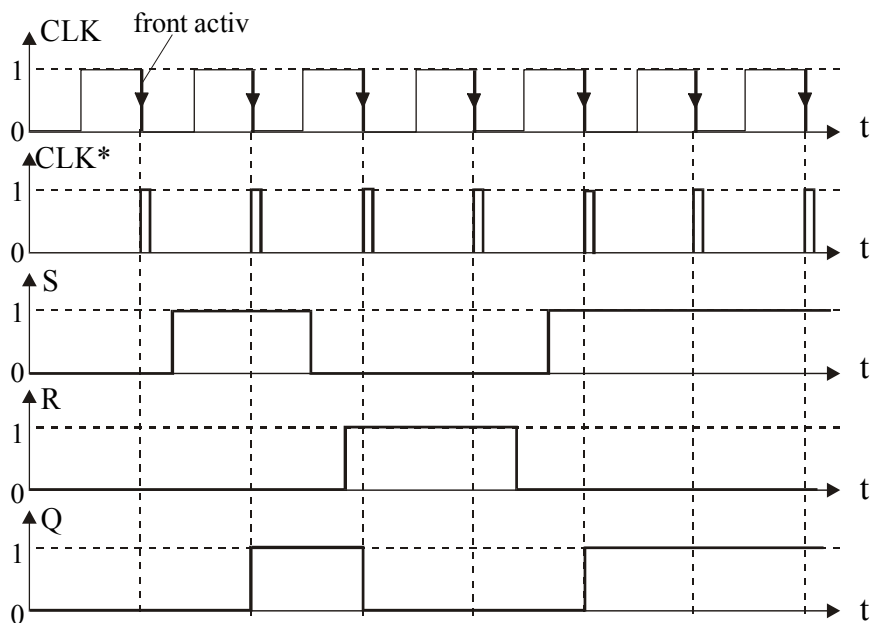


Fig.14.9

14.1.4 Circuitul basculant bistabil JK (Jam-Keep) sincronizat

Inconvenientul circuitelor basculante SR, referitor la starea de nedeterminare a ieșirilor atunci când cele două intrări sunt aduse simultan la nivel logic 1, este înlăturat prin folosirea la intrare a două porți logice ȘI cu trei intrări și a două circuite de reacție, așa cum se arată în fig.14.10.

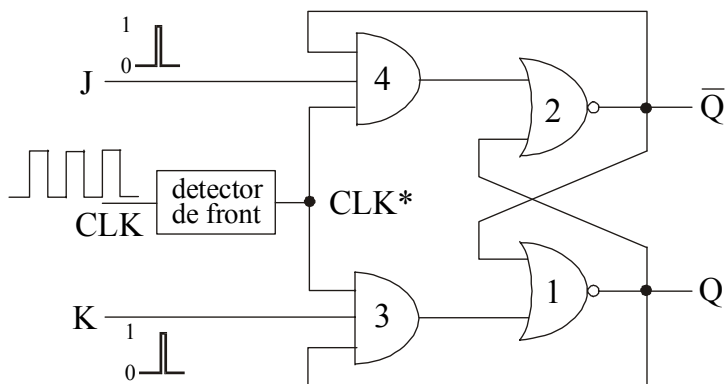


Fig.14.10

Se poate observa că ieșirile porților SAU-NU sunt conectate la intrările porților ȘI care le comandă. Fiind vorba despre un sistem cu reacție, pentru ca circuitul să nu intre în autooscilație este necesar ca impulsul CLK^* să fie foarte scurt. El trebuie să revină la zero înainte ca ieșirea să basculeze, deci durata lui trebuie să fie mai mică decât timpul de propagare a informației de la intrare și până la ieșire.

Din analiza funcționării circuitului se constată că atunci când ambele intrări sunt aduse simultan din starea logică 0 în starea logică 1, ieșirea basculează în starea complementară celei inițiale. Astfel, dacă starea inițială a ieșirilor este $Q = 0$ și $\bar{Q} = 1$, impulsul CLK^* va trece prin poarta 4 spre poarta 2 și circuitul va bascula în starea $Q = 1$, $\bar{Q} = 0$. Dacă starea inițială a ieșirilor este $Q = 1$ și $\bar{Q} = 0$, impulsul CLK^* va trece prin poarta 3 spre poarta 1 și circuitul va bascula în starea $Q = 0$, $\bar{Q} = 1$.

Tabelul 14.3 sintetizează funcționarea circuitului basculant bistabil JK, iar în fig.14.11 este prezentat simbolul unui astfel de circuit sincronizat cu frontul descrescător al semnalului de tact.

Tabelul 14.3

CLK	J	K	Q_{n+1}
1 \downarrow	0	0	Q_n
1 \downarrow	1 \downarrow	0	1
1 \downarrow	0	1 \downarrow	0
1 \downarrow	1 \downarrow	1 \downarrow	\bar{Q}_n

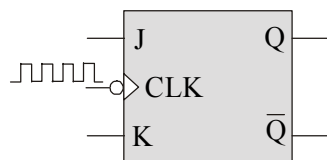


Fig.14.11

14.1.5 Circuitul basculant bistabil D (Data)

Prin adăugarea unui inversor la intrarea K a unui bistabil JK și conectarea intrării lui la intrarea J, se obține circuitul basculant bistabil D. În fig.14.12 sunt prezentate modalitatea de obținere a circuitului precum și simbolul său, iar tabelul 14.4 sintetizează funcționarea lui.

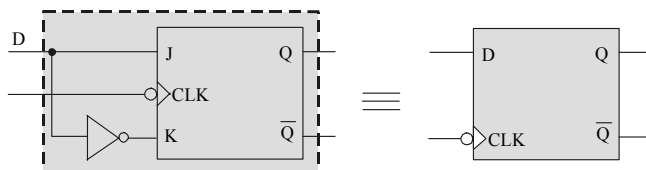


Fig.14.12

Tabelul 14.4

CLK	J(D)	Q_{n+1}
1	1	1
1	0	0

Se poate observa că, datorită conectării inversorului, din tabelul de adevăr al bistabilului JK mai rămân doar liniile în care cele două intrări sunt în stări complementare. Pe frontul activ al semnalului de tact informația aplicată la intrarea D este copiată la ieșirea normală Q. Circuitul rămâne în această stare până la aplicarea unui alt impuls la intrare, impuls sincronizat cu frontul activ al semnalului de tact. S-ar părea deci că în orice moment de timp starea ieșirii bistabilului D este identică cu starea intrării lui.

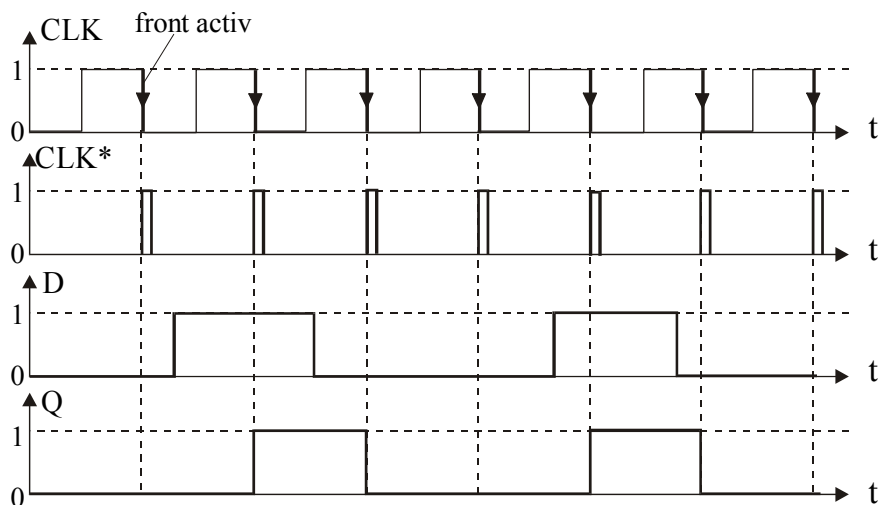


Fig.14.13

Din exemplificarea prezentată în fig.14.13 se poate observa însă că ieșirea copiază nivelul logic al intrării numai în momentele de timp determinate de frontul activ al semnalului de tact, forma de undă de la ieșire nefiind identică cu cea de la intrare.

14.1.6 CBB "trigger"

Circuitul basculant bistabil "trigger" se obține din circuitul JK prin conectarea împreună a celor două intrări sincronizate, așa cum este arătat în fig.14.14. Aceasta înseamnă că, din tabelul de adevăr al circuitului JK, mai rămân doar liniile în care intrările sunt la același nivel logic, rezultând tabelul 14.5.

Tabelul 14.5

CLK	J = K	Q_{n+1}
1 \downarrow	0	Q_n
1 \downarrow	1 \downarrow	\overline{Q}_n

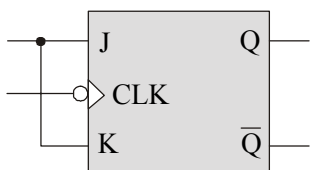


Fig.14.14

Se poate observa că dacă ambele intrări sincronizate sunt la nivel logic 1, pe frontul activ al semnalului de tact bistabilul "trigger" va bascula dintr-o stare în alta.

În fig.14.15 sunt prezentate formele de undă ale semnalelor de la intrările și ieșirile unui circuit basculant bistabil JK în situația în care intrările sincronizate sunt simultan la nivel logic 1.

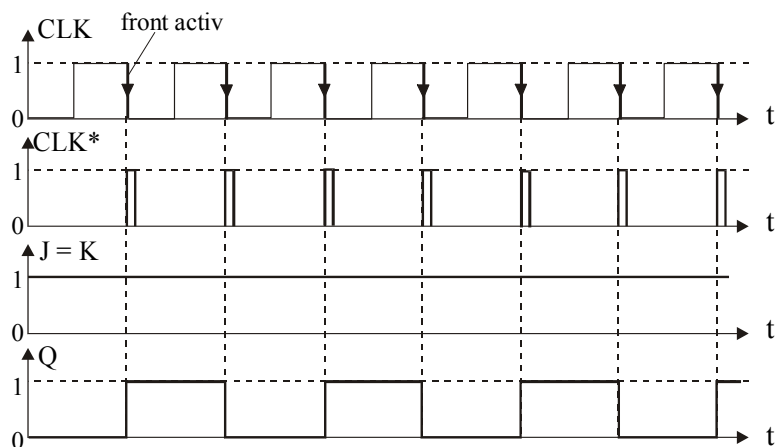
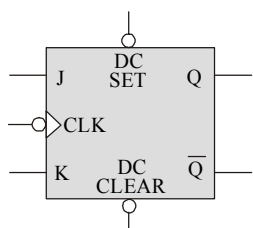


Fig.4.15

14.1.7 Intrări asincrone

Pe lângă intrările de control sincronizate, CBB-urile pot fi prevăzute și cu intrări asincrone care operează independent de intrările sincronizate și de semnalul de tact. Ele se mai numesc *intrări prioritare* de înscriere (PRESET) și de ștergere (CLEAR) și pot fi active atunci când sunt la nivel logic 0 sau la nivel logic 1. În fig.4.15 este prezentat simbolul unui CBB JK cu două intrări asincrone, active atunci când sunt la nivel logic 0, iar alăturat tabelul său de adevăr (tabelul 14.6). Simbolul x din tabel ne arată că intrările asincrone pot acționa supra ieșirilor în orice moment de timp, independent de semnalul de tact.

Tabelul 14.6



CLK	DC SET	DC CLEAR	Răspuns
x	1	1	operează sincron
x	0	1	$Q = 1$
x	1	0	$Q = 0$
x	0	0	nu se folosește

Fig.14.16

În stare normală intrările asincrone sunt menținute la nivelul logic 1 neafectând funcționarea sincronă a CBB. Aducerea intrării asincrone DC SET la nivel logic 0 va aduce ieșirea CBB în starea $Q = 1$, $\bar{Q} = 0$, deci informația este înscrisă la ieșirea normală. Activarea intrării DC CLEAR are ca efect ștergerea informației (dacă ea există) de la ieșirea normală. Trebuie menționat faptul că intrările asincrone răspund și la semnale continue de tensiune (nu numai la impulsuri), astfel încât un CBB poate fi menținut într-o anumită stare un interval de timp oricât de lung.

14.2 Registrul de deplasare

Registrul de deplasare poate fi folosit la stocarea de biți informaționali. Biții informaționali pot fi transferați într-un alt registru identic cu primul. *Transferul* poate fi *serial* (bit după bit) sau *paralel* (toți biții deodată). În cazul transferului paralel, circuitele basculante din componența registrului trebuie să aibă intrări asincrone.

Registrul de deplasare de bază este alcătuit dintr-un număr de CBB conectate în cascadă (serie), ieșirea fiecăruia fiind conectată la intrarea următorului. El are calitatea de a memora un număr de biți informaționali egal cu numărul de CBB. În fig.4.17 este prezentat un registru de deplasare pe patru biți.

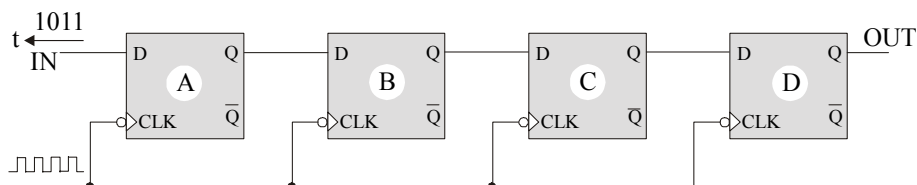


Fig.4.17

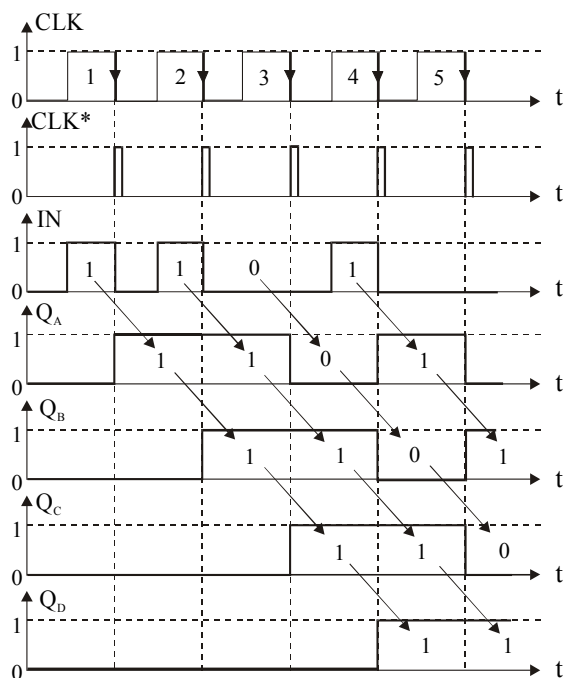


Fig.4.18

Impulsurile de comandă se aplică simultan pe cele patru intrări de tact prin conectarea lor împreună. Informația (în cazul de față succesiunea de biți 1101) se aplică succesiv (în serie) la intrarea primului CBB. La aplicarea fiecărui impuls de tact informația prezentă la intrarea fiecărui bistabil este transferată la ieșirea lui (fig.4.18).

Astfel, după aplicarea a patru impulsuri de tact cei patru biți aplicați la intrare vor forma conținutul registrului de deplasare. Această informație, odată înmagazinată, poate fi "citită" la ieșirea ultimului CBB, sau poate fi transferată serial unui alt registru de deplasare pe patru biți prin aplicarea a încă patru impulsuri de tact. În cazul în care se dorește transferul informației către un alt registru identic cu primul (registru destinație), intrarea acestuia se conectează la ieșirea serială a registrului sursă.

14.3 Numărătoare

Numărătoarele se bazează pe proprietățile circuitelor basculante bistabile de tip "trigger" de a trece dintr-o stare în alta pe fiecare front activ al semnalului de tact, dacă intrările sincronizate sunt la nivel logic 1. Celor două stări posibile ale ieșirii li se asociază cifrele 0 și 1 din reprezentarea în cod binar a unui număr oarecare. În acest mod pot fi numărate în cod binar impulsurile aplicate la intrarea de tact. De aceea, în cazul numărătoarelor, intrarea de tact se mai numește și *intrare de numărare*.

14.3.1 Numărătorul asincron

Un singur circuit bistabil de tip "trigger", având două stări distincte ale ieșirii, poate număra până la doi în cod binar. Dacă se conectează în cascadă un număr N de circuite basculante bistabile de tip "trigger", astfel încât ieșirea fiecăruia să fie conectată la intrarea de numărare (intrarea de tact) a următorului, se realizează un *numărător pe N biți* (pot fi contorizate numere alcătuite din N biți în baza de numerație 2). Impulsurile care trebuie numărate se aplică la intrarea de tact a primului bistabil din lanțul de numărare. **Fiecărei ieșiri i se atribuie o pondere de rang binar începând cu 2^0 și terminând cu 2^{N-1} .**

În fig.4.19 este prezentat un numărător asincron pe patru biți, iar în fig.4.20 sunt reprezentate formele de undă ale semnalelor de la intrare și de la ieșirile celor patru circuite basculante bistabile, presupunând că în starea inițială toate ieșirile normale sunt la nivel logic 0.

Pentru o înțelegere mai bună a funcționării lui este necesară fixarea următoarelor idei:

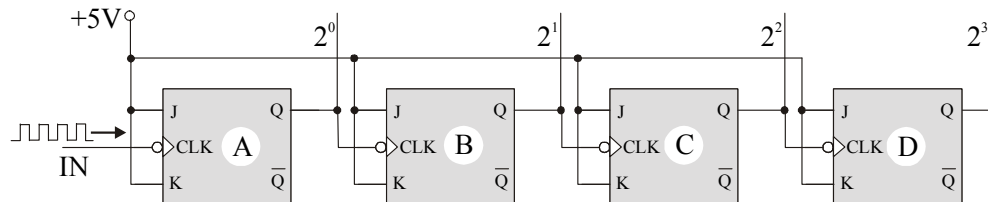


Fig.4.19

- intrările sincronizate ale tuturor bistabilelor sunt menținute la nivel logic 1 (+5V)
- impulsurile care vor fi contorizate se aplică numai la intrarea de tact a primului bistabil și fiecare ieșire normală acționează ca intrare de tact pentru bistabilul următor

- bascularea tuturor bistabilelor se face pe frontul descrescător al semnalelor de tact (frontul activ)
- dacă fiecărei ieșiri i se atribuie o pondere de rang binar, atunci evoluția în timp a ieșirilor va reprezenta un șir de secvențe de numărare de la starea binară 0000 până la starea binară 1111
- după 15 impulsuri aplicate la intrare numărătorul va fi în starea 1111 iar la al 16-lea impuls va trece în starea 0000 și secvența de numărare este reluată ciclic. Datorită faptului că numărătorul are 16 stări distincte el se mai numește numărător *modulo 16* (MOD-16) și poate număra până la 15. În general, un numărător cu N circuite basculante bistabile se numește MOD- 2^N și el poate număra până la $2^N - 1$.

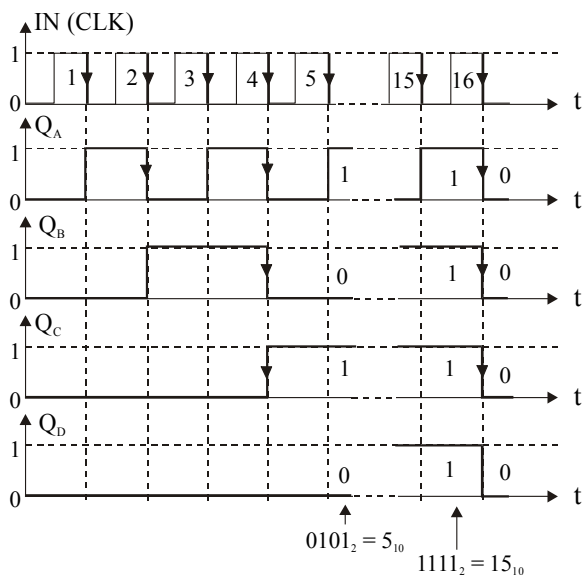


Fig.4.20

Acest tip de numărător se numește *asincron* deoarece schimbarea stărilor bistabilelor nu se face în sincronism perfect cu impulsurile de tact de la intrare. Astfel, bistabilul **B** trebuie să aștepte schimbarea stării bistabilului **A** înainte de basculare, **C** trebuie să aștepte schimbarea stării lui **B**, etc. Aceasta se întâmplă datorită timpului de întârziere între aplicarea unui impuls la intrarea unui CBB și momentul răspunsului său la acest impuls. Acest timp de întârziere dintre cauză și efect este de ordinul 10^1 ns și uneori el poate fi deranjant.

Analizând formele de undă ale semnalelor de la ieșirile numărătorului se pot formula câteva *concluzii*:

- numărul de impulsuri de la ieșirea fiecărui CBB este de două ori mai mic decât cel de la intrarea sa
- în funcție de numărul N de celule de numărare se poate realiza o divizare cu 2^N a numărului de la intrare
- dacă la ieșirile complementare este înscris la un moment dat un anumit număr (în cod binar evident) și se urmărește efectul impulsurilor de intrare asupra lor, se poate constata că se obține un numărător în sens invers.

14.3.2 Numărătorul sincron

Inconvenientul major al numărătoarelor asincrone este acumularea timpilor de întârziere datorită propagării în timp finit a informației prin lanțul de circuite basculante bistabile ale numărătorului, deci și limitarea frecvenței de operare. Acest inconvenient poate fi înlăturat cu ajutorul numărătoarelor sincrone, în care toate circuitele basculante bistabile sunt comandate simultan de către impulsurile care trebuie contorizate, acestea fiind aplicate pe toate intrările de tact deodată.

În fig.4.21 este prezentată schema unui numărător sincron MOD 16.

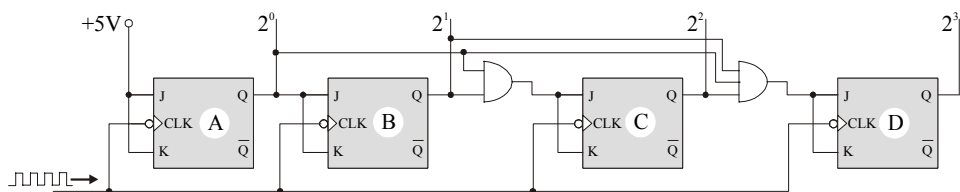


Fig.4.21

Ambele intrări de comandă ale bistabilului **A** fiind în permanență la nivel logic 1, el va fi activ la sosirea oricărui impuls la intrarea sa de tact. Bistabilul **B** va fi activ pe frontul descrescător al lui Q_A . Datorită prezenței celor două porți ȘI la intrările bistabilelor **C** și **D**, cu conexiunile indicate în figură, bistabilul **C** va fi activ pe fronturile simultan descrescătoare ale lui Q_A și Q_B iar bistabilul **D** va fi activ pe fronturile simultan descrescătoare ale lui Q_A , Q_B și Q_C . Astfel, va fi îndeplinită funcția de numărare a numărătorului sincron, formele de undă de la ieșirile circuitelor basculante bistabile fiind identice cu cele ale numărătorului asincron.

Un numărător sincron în jos poate fi construit într-o manieră similară folosind semnalele de la ieșirile inversoare drept semnale de comandă pentru intrările circuitelor următoare.

BIBLIOGRAFIE

1. T. J. Floyd, „*Dispozitive electronice*”, Ed. Teora, București 2003.
2. D. Dascălu, L. Turic și I. Hoffman, „*Circuite electronice*”, Ed. Didactică și Pedagogică, București 1981.
3. K. F. Ibrahim, „*Introducere în electronică*”, Ed. Teora, București 2001.
4. D. D. Sandu, „*Dispozitive și circuite electronice*”, Ed. Didactică și Pedagogică, București 1973.
5. Th. Dănilă, „*Dispozitive și circuite electronice*”, Ed. Didactică și Pedagogică, București 1982.
6. R. Stere, I. Ristea și M. Bodea, „*Tranzistoare cu efect de câmp*” Ed. Tehnică, București 1972.
7. G. Vasilescu și Ș. Lungu, „*Electronică*”, Ed. Didactică și Pedagogică, București 1981.
8. J. F. Wakerly, „*Circuite digitale*”, Ed. Teora, București 2002.
9. B. Wilkinson, „*Electronică digitală*”, Ed. Teora, București 2002.
10. R. J. Tocci, „*Digital Systems*”, Prentice Hall International, New Jersey 1985.
11. S. D. Anghel, „*Instrumentație cu circuite digitale*”, Universitatea „Babeș-Bolyai”, Cluj-Napoca 2001.