

Introducere în **ELECTRONICĂ**

K. F. Ibrahim

Teora

Internet: www.teora.ro

Introducere în ELECTRONICĂ

K. F. Ibrahim

Traducere de Dan Tudorașcu

Teora

Titlul original: **Electronic Systems & Techniques – Second Edition**

Teora

Calea Moșilor nr. 211, sector 2, București

fax: 01 210.38.28

e-mail: teora@teora.kappa.ro

Teora – Cartea prin poștă

CP 79-30, cod 72450 București, România

Tel: 01 252.14.31

e-mail: cpp@teora.kappa.ro

Coperta: Gheorghe Popescu

Tehnoredactare: Marius Stuparu

Director Editorial: Diana Rotaru

Președinte: Teodor RĂDUCANU

NOT 4479 TEH ELECTRONICA, INTRODUCERE IN
ISBN 973-20-0658-7

Printed in Romania

Cuprins

	Prefață	7
1	Curentul continuu	8
2	Curentul alternativ	16
3	Forme de undă	20
4	Rețele capacitive și inductive	26
5	Amplificatoare și oscilatoare	38
6	Rezonanță	45
7	Transformatoare	48
8	Adaptare	55
9	Formatoare de undă	58
10	Surse de alimentare (I)	62
11	Porți și sisteme digitale	64
12	Microcomputere și alte sisteme	71
13	Comunicațiile	75
14	Modulația de amplitudine	80
15	Modulația de frecvență	87
16	Modulația impulsurilor	91
17	Osciloscopul cu tub catodic	93
18	Televiziunea	98
19	Exerciții (I)	108
20	Dioda semiconductoare	123
21	Tranzistorul	127
22	Amplificatorul cu emitor comun	131
23	Amplificatorul cu emitor comun – funcționarea în curent alternativ	137
24	Amplificatoarele cu bază comună și cu colector comun	145
25	Dispozitive fotoelectrice	147
26	Tranzistorul cu efect de câmp	149
27	Alte dispozitive semiconductoare (<i>solid state</i>)	155
28	Filtre R – C, limitatoare și circuite de axare	161
29	Surse de alimentare (II)	171
30	Amplificatoare	182
31	Amplificatorul operațional	194
32	Multivibratoare și temporizatoare	201
33	Oscilatoare	207
34	Circuite logice	212
35	Afișajul digital	220

36	Aplicații cu microprocesor	224
37	Instrumente de măsură	227
38	Logica de găsim a defectelor	231
39	Exerciții (II)	252
	Anexa I – Rezistențe	267
	Anexa II – Condensatoare	270
	Anexa III – Lista unităților de măsură din SI	271
	Anexa IV – Componente și simboluri	271
	Anexa V – Note asupra calculelor	275
	Anexa VI – Decibelul	277
	Anexa VII – Răspunsuri la exerciții	280
	Index	281

Prefață

Cartea aceasta ar putea fi împărțită în patru părți. Capitolele 1-4 oferă o introducere în principiile de bază ale electricității. Capitolele 5-18 cuprind o varietate de sisteme electronice sub forma unor scheme bloc, începând cu amplificatorul cu un singur etaj până la sistemele computerizate. Aici sunt prezentate informațiile esențiale cu privire la relațiile dintre diferitele blocuri și unități.

Capitolele 20-36 privesc în interiorul blocurilor componente care formează sistemele, punând probleme referitoare la dispozitivele interne și la funcționarea lor. Caracteristicile componentelor și mulțimea circuitelor folosite în electronică sunt explicate punând accentul pe tehnicile digitale moderne.

Capitolele 37 și 38 se ocupă de instrumente, măsurări și descoperirea defectelor. Sunt incluse dispozitive de testare analogice, precum și digitale și dispozitive cu microprocesoare. În diagnosticarea defectelor, am folosit abordarea funcțională, în care starea elementului testat (starea de saturație sau de blocare, deschis sau închis) este examinată ca un prim pas în identificarea componentei defecte.

Au fost incluse și două seturi de teste cu câte optzeci de întrebări tip grilă. Primul set (capitolul 19, Exerciții I) acoperă subiectele din capitolele 1-18. Al doilea set (capitolul 38, Exerciții II) acoperă subiectele din capitolele 20-38. Am inclus, de asemenea, noi subiecte a căror cunoaștere a devenit necesară pentru depanarea electronică, cum ar fi convertoarele analogice și digitale, receptoarele de televiziune digitală, timerele și instrumentele de testare bazate pe microprocesoare.

Deși tratarea pe care am adoptat-o este non-matematică, sistemele și circuitele sunt explicate în detaliu, pentru a oferi cititorului o înțelegere completă a electronicii. Ori de câte ori a fost posibil, am indicat valori tipice ale componentelor, care pot fi întâlnite în practică.

Cartea tratează într-un fel sau altul aspectele variate ale electronicii moderne. Ea acoperă adecvat conținutul părții I și părții a II-a (subiecte esențiale și electronică analogică) ale cursului 224 de Depanare Electronică de la City and Guilds. Ea este utilă studenților de la facultăți tehnice care urmează cursuri de inginerie electronică. Este, de asemenea, utilă inginerilor care doresc să-și completeze cunoștințele practice cu cele teoretice.

Accentul pus pe electronica digitală a fost voit, deoarece aici au apărut cele mai recente progrese și tot în acest domeniu sunt așteptate descoperirile viitorului apropiat. Intenția mea de-a lungul întregii cărți a fost de a răspunde provocării de a prezenta conceptele și sistemele electronice complexe, într-o manieră care ele să poată fi înțelese de aceia care nu au avut posibilitatea de a-și însuși o bază matematică foarte complexă, dar care doresc să aibă cunoștințele necesare pentru depanarea echipamentelor moderne electronice; sper că am reușit.

K. F. Ibrahim

Curentul electric

Materia este formată din mici particule numite atomi. Acești atomi sunt ei înșiși compuși din particule mai mici numite **electroni**, care se învârtesc în jurul unui nucleu central compus dintr-unul sau mai mulți **protoni** și **neutroni**. Electronii sunt particule negative, în timp ce protonii sunt pozitivi, iar neutronii sunt neutri.

Dacă într-un punct A (figura 1.1) există un exces de electroni în comparație cu un punct B, se spune că există o diferență de potențial, sau o tensiune între punctele A și B. Dacă se folosește un conductor, cum ar fi un fir de cupru, pentru a conecta punctele A și B, electronii în exces din A vor începe să se scurgă către B. Acest flux de electroni creează un curent electric. Punctul A, cu electroni în exces este descris ca având potențial negativ și punctul B este descris ca având potențial pozitiv.

Fluxul de electroni care circulă de la A către B este similar curgerii apei dintr-un rezervor A într-un rezervor B, așa cum se arată în figura 1.2. Țeava (sau furtunul) este echivalentă conductorului electric, în timp ce înălțimea la care se află rezervorul A față de rezervorul B este echivalentă cu diferența de potențial dintre A și B. Deși electronii se deplasează de la electrodul negativ către electrodul pozitiv, se spune despre curentul electric că circulă de la pozitiv la negativ. Această convenție își are rădăcina în vremuri în care curentul electric nu era pe deplin înțeles. Pentru scopurile acestei cărți, se va folosi convenția obișnuită pentru curgerea curentului electric (de la pozitiv la negativ).

Diferența de potențial (tensiunea) se măsoară în volți. Curentul se măsoară în amperi.

Rezistența

Așa cum o țeavă opune o rezistență curgerii apei prin ea, tot așa un conductor electric opune o rezistență și limitează curentul care se scurge între două puncte. Rezistența R se măsoară în ohmi (simbolul este Ω).

Unități

Deși unitățile de măsură pentru curent, tensiune și rezistență sunt amperul, voltul și ohmul, se folosesc și alte unități care sunt submultipli sau multipli ale unităților de bază. Aceste unități sunt prezentate în Tabelul 1.1.

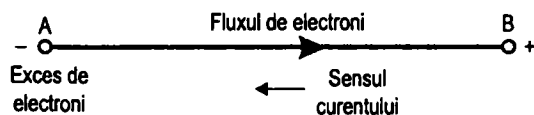


Figura 1.1 Curentul continuu

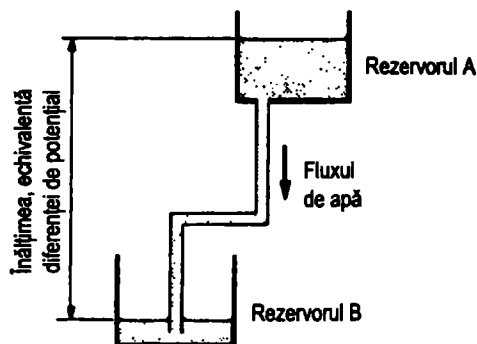


Figura 1.2

Tabelul 1.1

Unitate	Simbol	Mărime
Curent	I	Amper (A)
Tensiune	V	Volt (V)
Rezistență	R	Ohm (Ω)
miliamper	mA	$= 1\text{ A}/1000 = 10^{-3}\text{ A}$
microamper	μA	$= 1\text{ mA}/1000 = 10^{-3}\text{ mA} = 1\text{ A}/1\,000\,000 = 10^{-6}\text{ A}$
milivolt	mV	$= 1\text{ V}/1000 = 10^{-3}\text{ V}$
microvolt	μV	$= 1\text{ mV}/1000 = 10^{-3}\text{ mV} = 1\text{ V}/1\,000\,000 = 10^{-6}\text{ V}$
kilovolt	kV	$= 1000\text{ V} = 10^3\text{ V}$
kilohm	$\text{k}\Omega$	$= 1000\ \Omega = 10^3\ \Omega$
megohm	$\text{M}\Omega$	$= 1000\text{ k}\Omega = 10^3\text{ k}\Omega = 1\,000\,000\ \Omega = 10^6\ \Omega$

Legea lui Ohm

O rezistență limitează prin definiție trecerea curentului electric. Valoarea curentului pe care o rezistență îl permite depinde atât de valoarea rezistenței cât și de diferența de potențial între capetele ei (figura 1.3). Cu cât rezistența este mai mare, cu atât curentul este mai mic. Pe de altă parte, cu cât tensiunea este mai mare, cu atât curentul este mai mare. Relația este cunoscută ca legea lui Ohm:

$$\text{Curentul (amperi)} = \text{Tensiunea (volți)} / \text{Rezistența (ohmi)} \quad \text{sau} \quad I = V / R$$

De aici rezultă că:

$$R = V / I \quad \text{și} \quad V = I R.$$

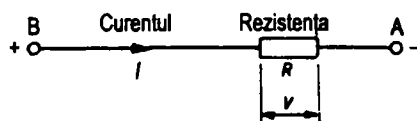


Figura 1.3 Rezistența în circuit

Rezistențe în serie

R_1 și R_2 sunt două rezistențe conectate în serie (figura 1.4.(a)). Tot curentul care circulă prin rezistența R_1 trebuie să treacă, de asemenea, și prin rezistența R_2 . Prin urmare, rezistențele în serie sunt parcurse de același curent. Tensiunile lor sunt însă diferite.

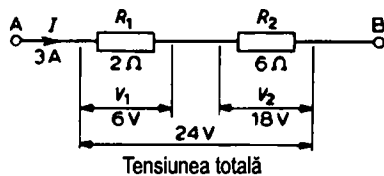


Figura 1.4. (a) Două rezistențe în serie

EXEMPLUL 1

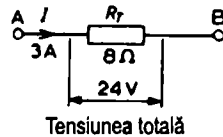
Dacă $R_1 = 2 \Omega$, $R_2 = 6 \Omega$ și $I = 3 \text{ A}$, atunci

tensiunea pe R_1 este $V_1 = I \times R_1 = 3 \times 2 = 6 \text{ V}$ și

tensiunea pe R_2 este $V_2 = I \times R_2 = 3 \times 6 = 18 \text{ V}$.

Tensiunea totală între punctele A și B est egală cu suma tensiunilor pe cele două rezistențe, R_1 și R_2 .

Tensiunea totală $V = V_1 + V_2 = 6\text{V} + 18\text{V} = 24\text{V}$.



(b) Rezistența lor echivalentă

Rezistența totală

R_1 și R_2 pot fi înlocuite printr-o singură rezistență, care să dea același curent și tensiune între punctele A și B (figura 1.4.(b)). O astfel de rezistență echivalentă este denumită rezistența totală R_T .

Rezistența totală este $R_T = R_1 + R_2$.

Reluând exemplele de mai sus,

$$R_T = R_1 + R_2 = 2 + 6 = 8\Omega.$$

Pentru un curent de 3 A, tensiunea poate fi calculată ca:

$$V = I \times R_T = 3 \times 8 = 24 \text{ V}.$$

Aceasta este aceeași tensiune cu valoarea găsită prin adunarea tensiunilor V_1 și V_2 .

Trei rezistențe în serie

EXEMPLUL 2

În figura 1.5 $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 4 \text{ k}\Omega$, $R_3 = 10 \text{ k}\Omega$ și tensiunea dată de baterie este 15 V. Calculați curentul prin circuit și tensiunea pe fiecare rezistență.

Rezistența totală; $R_T = R_1 + R_2 + R_3 = 15 \text{ k}\Omega$.

Curentul $I = \text{Tensiunea totală} / \text{Rezistența totală} = V / R_T = 15 \text{ V} / 15 \text{ k}\Omega = 15 \text{ V} / (15 \times 1000) \Omega = 1 \text{ A} / 1000 = 1 \text{ mA}$

Tensiunea pe R_1 $V_1 = I \times R_1 = 1 \text{ mA} \times 1 \text{ k}\Omega = 1 \text{ A} / 1000 \times 1000 \Omega = 1 \text{ V}$

Tensiunea pe R_2 : $V_2 = I \times R_2 = 1 \text{ mA} \times 4 \text{ k}\Omega = 4 \text{ V}$

Tensiunea pe R_3 : $V_3 = I \times R_3 = 1 \text{ mA} \times 10 \text{ k}\Omega = 10 \text{ V}$

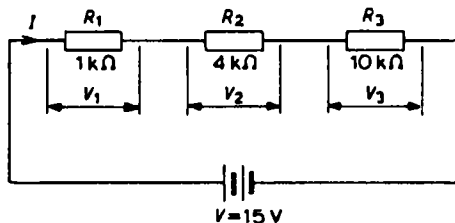


Figura 1.5 Trei rezistențe în serie

Divizorul de tensiune

Așa cum arată exemplul anterior, atunci când două sau mai multe rezistențe sunt conectate în serie la capetele unei surse de tensiune, pe fiecare rezistență apare o tensiune diferită. Un astfel de montaj este numit divizor de tensiune și se folosește pentru a furniza diferite tensiuni dintr-o singură sursă de tensiune. Un divizor de tensiune simplu este prezentat în figura 1.6, unde $R_1 = 2 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 1 \text{ k}\Omega$ și sursa de tensiune este $V = 30 \text{ V}$. Tensiunea în punctul A este aceeași cu tensiunea totală, 30 V. Tensiunea în punctul B, V_B este egală cu tensiunea pe R_2 .

Curentul prin circuit: $I = \text{Tensiunea totală} / \text{Rezistența totală}$

$$\frac{30 \text{ V}}{1 \text{ k}\Omega + 2 \text{ k}\Omega} = \frac{30 \text{ V}}{3 \text{ k}\Omega} = \frac{30 \text{ V}}{3000 \Omega} = \frac{1}{100} \text{ A} = \frac{1}{100} \times 1000 = 10 \text{ mA}$$

Tensiunea pe R_2 este $I R_2 = 10 \text{ mA} \times 1 \text{ k}\Omega = (10 \times 10^{-3}) \times (1 \times 10^3) = 10 \text{ V}$

O altă modalitate de a calcula tensiunea în punctul B este următoarea:

$V_B = \text{tensiunea pe } R_2 = (\text{Tensiunea totală} / \text{Rezistența totală}) \times R_2 =$

$$= \frac{V}{R_1 + R_2} \times R_2 = \frac{30 \text{ V}}{2 \text{ k}\Omega + 1 \text{ k}\Omega} \times 1 \text{ k}\Omega = \frac{30}{3} \times 1 = 10 \text{ V}$$

Această a doua metodă se aplică oricărui divizor de tensiune cu două sau mai multe rezistențe în serie. Tensiunea în orice punct poate fi calculată într-un singur pas, folosind un calculator, fără a mai fi nevoie de a calcula întâi curentul.

Două rezistențe egale în serie

Pentru un divizor de tensiune cu două rezistențe egale, tensiunea se împarte în mod egal pe cele două rezistențe.

Trei rezistențe egale în serie

EXEMPLUL 3

Divizorul de tensiune prezentat în figura 1.7 constă din trei rezistențe egale, de $1 \text{ k}\Omega$. Calculați tensiunile în punctele A și B, față de punctul E.

Rezistența totală: $R_T = R_1 + R_2 + R_3 = 1 \text{ k}\Omega + 1 \text{ k}\Omega + 1 \text{ k}\Omega = 3 \text{ k}\Omega$.

$V_{AE} = \text{tensiunea pe } R_1 = (\text{Tensiunea totală} / \text{Rezistența}$

$$\text{totală}) \times R_1 = \frac{30 \text{ V}}{3 \text{ k}\Omega} \times 1 \text{ k}\Omega = 10 \text{ V}$$

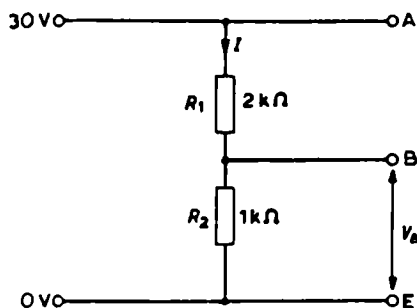


Figura 1.6 Divizorul de tensiune

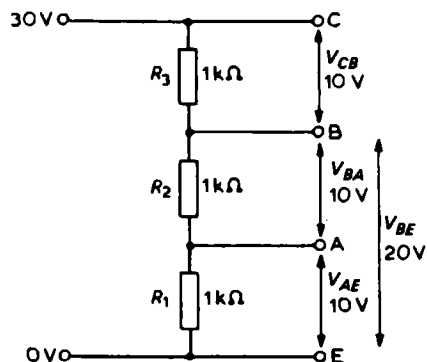


Figura 1.7 Divizor de tensiune folosind trei rezistențe egale

$$V_{BE} = \text{tensiunea între punctele B și E} = \text{tensiunea pe } (R_1 + R_2) = \frac{30\text{ V}}{3\text{ k}\Omega} \times 2\text{ k}\Omega = 20\text{ V}$$

Diferența de potențial

Diferența de potențial între oricare două puncte ale unui circuit este diferența tensiunilor acelor două puncte calculate față de un punct de referință comun (în general masa sau pământul – puncte de potențial 0). De exemplu, diferența de potențial între punctele A și B din figura 1.8 este $V_{AB} = (V_A - V_B)$, unde V_A este tensiunea în punctul A și V_B este tensiunea în punctul B. Ambele tensiuni, V_A și V_B , sunt măsurate față de bara de potențial zero, E. Tensiunea în orice punct al unui circuit electronic se măsoară în general față de bara de zero, față de masă sau față de șasiu.

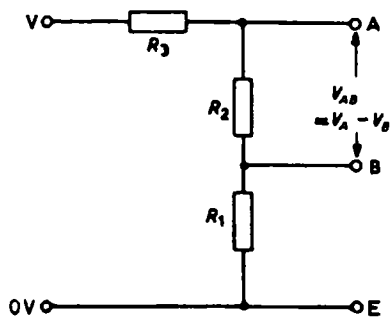


Figura 1.8

De exemplu, dacă $V_A = 5\text{ V}$ și $V_B = 3\text{ V}$, atunci $V_{AB} = (V_A - V_B) = 5\text{ V} - 3\text{ V} = 2\text{ V}$ (vedeți figura 1.9(a)).

Totuși, dacă sunt implicate atât tensiuni pozitive cât și negative, atunci diferența de potențial este suma celor două tensiuni. De exemplu, dacă V_C este 3 V și V_D este -2 V , atunci $V_{CD} = V_C + V_D = 3 + 2 = 5\text{ V}$ (figura 1.9.(b)).

În general, dacă două tensiuni au aceeași polaritate sau semn, diferența de potențial dintre ele se află scăzând pe una din cealaltă. Dar, dacă două tensiuni au semne diferite, ele trebuie adunate una la cealaltă.

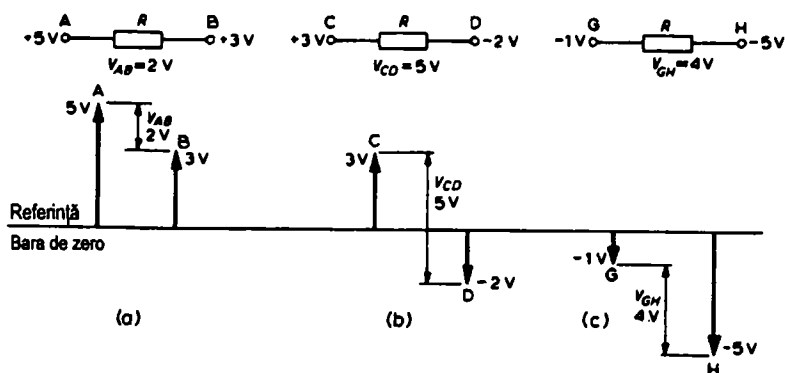


Figura 1.9 Tensiunile considerate ca distanțe în sus sau în jos față de o bară de zero, luată ca referință

Rezistențe în paralel

Figura 1.10 arată două rezistențe, R_1 și R_2 , conectate în paralel. Curentul I luat din baterie este divizat în punctul A în I_1 prin R_1 și I_2 prin R_2 . În punctul B, curenții I_1 și I_2 se adună pentru a forma curentul total I . Prin urmare, curentul total este $I = I_1 + I_2$.

Pe de altă parte, întreaga tensiune V este aplicată pe fiecare rezistență. Cu alte cuvinte,

Tensiunea totală = Tensiunea pe R_1
 = Tensiunea pe R_2

Rezistența totală

Rezistența totală sau echivalentă R_T a celor două rezistențe în paralel este dată de:

$$R_T = \frac{R_1 \times R_2}{R_1 + R_2}$$

Remarcați faptul că rezistența totală a două rezistențe în paralel este totdeauna **mai mică** decât rezistența cea mai mică.

În cazul în care $R_1 = R_2$, rezistența totală a două rezistențe egale în paralel este jumătate din valoarea comună a rezistențelor.

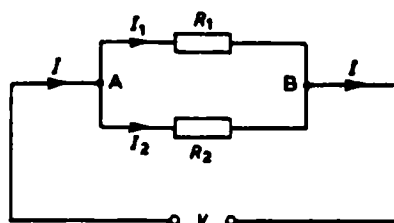


Figura 1.10 Două rezistențe în paralel

Trei sau mai multe rezistențe în paralel

În general, rezistența totală pentru mai multe rezistențe conectate în paralel se poate deduce din următoarea formulă:

$$\frac{1}{R_T} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} \quad \text{și așa mai departe.}$$

EXEMPLUL 4

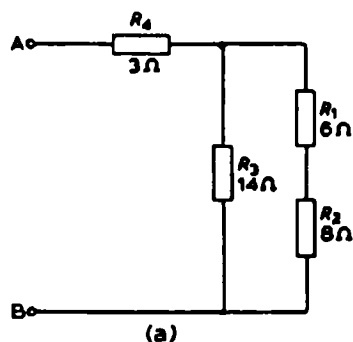
Aflați rezistența totală a circuitului prezentat în figura 1.11(a).

Soluție

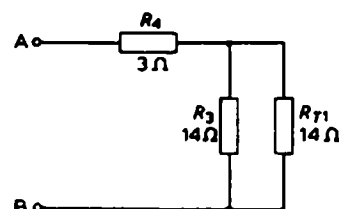
R_1 și R_2 sunt în serie, dând o rezistență totală

$$R_{T1} = R_1 + R_2 = 6 \, \Omega + 8 \, \Omega = 14 \, \Omega.$$

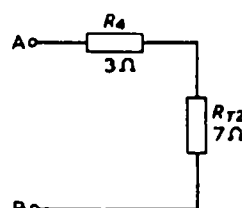
Circuitul poate fi redus acum la cel din figura 1.11(b), cu R_{T1} înlocuind pe R_1 și R_2 , astfel că acum R_{T1} este în paralel cu R_3 , de valoare egală. Valoarea lor totală R_{T2} este jumătate din valoarea lor comună. Prin urmare, circuitul poate fi în continuare redus la cel arătat în figura 1.11(c), cu $R_{T2} = 7 \, \Omega$ în serie cu R_4 . Rezistența totală între A și B este $R_{T2} + R_4 = 7 + 3 = 10 \, \Omega$.



(a)



(b)



(c)

Figura 1.11

Legile lui Kirchhoff

Calcularea curentului și a tensiunii pentru circuite complexe, cum ar fi punți sau rețele T, se poate realiza folosind legile lui Kirchhoff. Legea lui Kirchhoff pentru

curent spune că într-o joncțiune sau într-un nod de circuit curentul total care intră este egal cu curentul total care iese. Fie circuitul din figura 1.12, în care I_1 este curentul total care intră în joncțiunea sau nodul A, în timp ce I_2 și I_3 sunt curenții care părăsesc nodul. Rezultă că

$$I_1 = I_2 + I_3.$$

Similar, pentru nodul B

$$I_3 = I_4 + I_5.$$

Să presupunem că $I_4 = 2 \text{ mA}$, $I_5 = 3 \text{ mA}$; atunci

$$I_3 = 2 + 3 = 5 \text{ mA}.$$

Presupunând că $I_2 = 1 \text{ mA}$, atunci

$$I_1 = I_2 + I_3 = 1 + 5 = 6 \text{ mA}.$$

Pe calea de întoarcere, în nodul C, $I_6 = I_4 + I_5 = 2 \text{ mA} + 3 \text{ mA} = 5 \text{ mA}$

și similar, pentru nodul D, $I_1 = I_2 + I_6 = 1 \text{ mA} + 5 \text{ mA} = 6 \text{ mA}$.

Legea lui Kirchhoff pentru tensiuni spune că tensiunea electromotoare totală (t.e.m.) care acționează într-o buclă închisă a unei rețele, este egală cu suma totală a căderilor de tensiune pe rezistențele din bucla închisă. De exemplu, pentru un circuit simplu cu o singură buclă, precum cel prezentat în figura 1.13, t.e.m. totală din buclă este $E_1 + E_2$, care este egală cu căderile de tensiune pe cele două rezistențe, adică

$$E_1 + E_2 = V_{R1} + V_{R2}.$$

Dacă una din t.e.m. ar fi inversată (figura 1.14), atunci E_2 este în același sens (anti orar) cu V_{R1} și V_{R2} , ceea ce duce la:

$$E_1 - E_2 = V_{R1} + V_{R2} \text{ sau}$$

$$E_1 = E_2 + V_{R1} + V_{R2}$$

Pentru circuitul cu mai multe bucle din figura 1.15, luând bucla ABEF avem

$$E_1 = V_{R1} + V_{R2}$$

și luând bucla ACDF rezultă

$$E_1 - E_2 = V_{R1} + V_{R3}$$

Mergând pe bucla BCDE, găsim că t.e.m. E_2 este în același sens (orar) cu V_{R3} , rezultând

$$E_2 + V_{R2} = V_{R3}.$$

Puterea

Când curentul trece printr-o rezistență, se pierde energie sub formă de căldură. Așa funcționează încălzitoarele electrice, convertind energia electrică în energie termică.

Unitatea de măsură pentru puterea electrică este 1 watt (W). Puterea este dată de expresia:

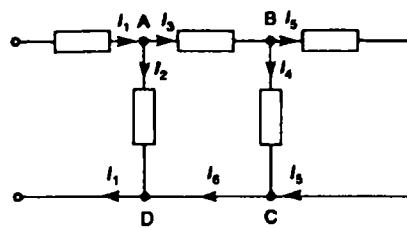


Figura 1.12

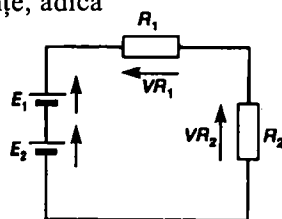


Figura 1.13

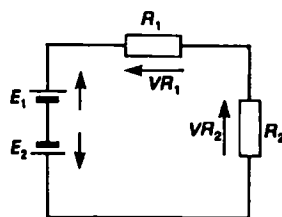


Figura 1.14

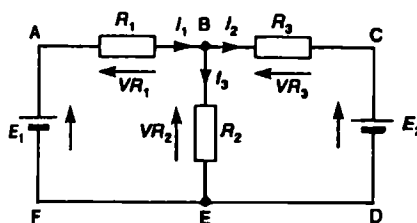


Figura 1.15

$$P = V \times I,$$

unde V este tensiunea în volți și I este curentul în amperi.

Folosind legea lui Ohm și înlocuind pe V sau I în funcție de R , se poate scrie formula puterii ca:

$$P = I^2 \times R = V^2 / R, \text{ unde } R \text{ este în ohmi.}$$

Exemple rezolvate

EXEMPLUL 5

Calculați tensiunea pe rezistența R_3 , în figura 1.16

Soluție

Rezistența totală între A și B = $\frac{1}{2} \times 12 \Omega = 6 \Omega$.

Tensiunea pe R_2 = tensiunea între A și B = $V_{AB} = 4,5 \text{ V}$.

EXEMPLUL 6

Calculați tensiunea între X și Y în figura 1.17.

Soluție

$$R_3 + R_4 = 2 \Omega + 8 \Omega = 10 \Omega.$$

Rezistența totală între A și Y = $10 / 2 \Omega = 5 \Omega$.

$$\text{Prin urmare, tensiunea în punctul A, } V_{AY} = \frac{18}{4+5} \times 5 \text{ V} = \frac{18}{9} \times 5 \text{ V} = 10 \text{ V}$$

$$\text{Tensiunea între punctele X și Y, } V_{XY} = \frac{10}{2+8} \times 8 \text{ V} = \frac{10}{10} \times 8 \text{ V} = 8 \text{ V}$$

EXEMPLUL 7

Se conectează o rezistență de $2,5 \Omega$ la o sursă de 50 V . Calculați puterea disipată.

Soluție

Puterea disipată de rezistență este $V^2 / R = 50 \times 50 / 2,5 \text{ W} = 1000 \text{ W} = 1 \text{ kW}$.

EXEMPLUL 8

Fie schema din figura 1.18. Dacă tensiunea citită în punctul A este de 15 V atunci când comutatorul S este deschis, care este valoarea citită dacă se închide comutatorul?

Soluție

Când S este închis, rezistența totală a circuitului este $0,1 + 4,9 = 5 \Omega$.

Prin urmare, curentul prin circuit este $15 / 5 \text{ A} = 3 \text{ A}$, dând o tensiune pe rezistența de sarcină de $4,9 \Omega$ de $3 \times 4,9 \text{ V} = 14,7 \text{ V}$, care este tensiunea în punctul A.

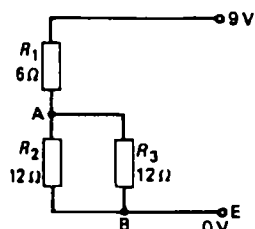


Figura 1.16

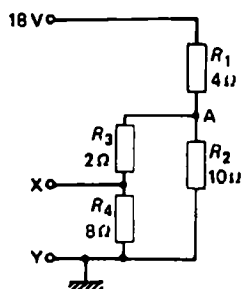


Figura 1.16

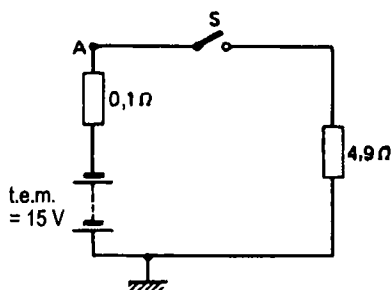


Figura 1.18

Un curent continuu circulă într-o singură direcție, în timp ce un curent alternativ (c.a.) își schimbă în mod repetat direcția.

O baterie sau o sursă de putere de c.c. oferă un curent continuu. Un generator de semnal sau o priză livrează un curent alternativ.

Unde sinusoidale

Curentul alternativ poate avea mai multe forme. Acestea se numesc forme de undă. Forma de undă cea mai comună este cea sinusoidală, prezentată în figura 2.1. Unda sinusoidală are două alternanțe egale, una pozitivă și una negativă. Valoarea de vârf este cunoscută, de asemenea, sub numele de amplitudine, sau valoarea maximă a unei sinusoidale.

Valoarea vârf-la-vârf a unei sinusoidale este diferența de potențial între vârful pozitiv și vârful negativ.

Valoarea vârf-la-vârf = Vârful pozitiv + Vârful negativ = $2 \times$ Valoarea de vârf.

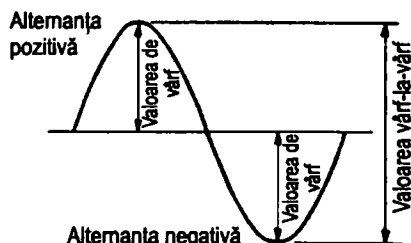


Figura 2.1 Curentul alternativ

Rădăcina medie pătratică

Spre deosebire de curentul continuu, care are o valoare constantă ce poate fi folosită pentru orice tip de calcule, un curent alternativ variază continuu în timp și nu are o valoare fixă. Pentru a depăși această dificultate, se folosește pentru curentul alternativ o valoare „constantă” numită rădăcina medie pătratică (*root square mean* – r.m.s.).

Valoarea r.m.s. a unui curent sau a unei tensiuni alternative este valoarea continuă echivalentă care produce aceeași putere ca și valoarea alternativă originală. Presupunând că se cunoaște valoarea r.m.s. a unei forme de undă alternative, ea poate fi folosită în toate calculele de putere, ca și cum am avea un curent sau o tensiune continuă. De exemplu,

puterea c.c. = curentul c.c. \times tensiunea c.c.,

puterea c.a. = curentul r.m.s. \times tensiunea r.m.s.

Atunci când se dau valorile pentru mărimi alternative, ele sunt valori r.m.s., cu excepția cazurilor când se specifică altfel.

EXEMPLUL 1

Care este rezistența unui încălzitor electric casnic de 1 kW?

Soluție

Încălzitoarele casnice se alimentează la tensiunea de 220 V r.m.s.

Puterea disipată de încălzitor este 1 kW = 1000 W.

Din $P = V^2 / R$ rezultă că $R = V^2 / P = 220 \times 220 / 1000 \, \Omega = 48,4 \, \Omega$.

Rădăcina medie pătratică și valoarea de vârf

Valoarea r.m.s. a unei forme de undă depinde de forma undei.

Pentru o formă de undă sinusoidală, valoarea r.m.s. = $0,707 \times$ valoarea de vârf.

Această relație de legătură este valabilă *numai* pentru unde sinusoidale.

Pentru o undă sinusoidală cu valoarea de vârf V_p de 10 V, valoarea ei r.m.s. este dată de:

$$V_{rms} = 0,707 \times V_p = 0,707 \times 10 \, \text{V} = 7,07 \, \text{V} \text{ (vedeți figura 2.2).}$$

Din $V_{rms} = 0,707 \times V_p$ rezultă că

$$V_p = V_{rms} / 0,707 = 1,414 \times V_{rms}.$$

Nivelul de curent continuu al unei unde de c.a.

Până acum am considerat forme de undă de curent alternativ care nu au avut nici un nivel de c.c. Cele două unde prezentate în figura 2.3 au aceeași valoare de vârf; unda sinusoidală A are un nivel continuu zero, deoarece urcă la valori pozitive tot atât de mult cât coboară la valori negative, în timp ce unda sinusoidală B are un nivel c.c. de 5 V.

Nivelul de c.c. al unei unde de c.a. se mai numește și *nivelul mediu* sau *valoarea medie*.

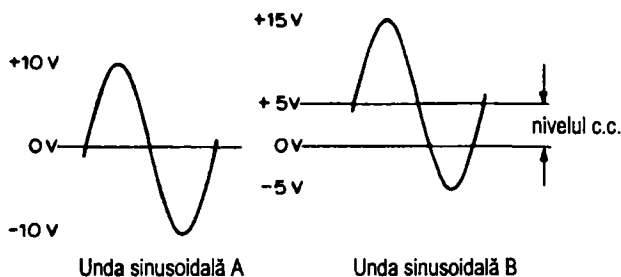


Figura 2.3 Nivelul de c.c. al unei unde de c.a.

Pentru a stabili nivelul continuu al unei unde dreptunghiulare, să privim figura 2.4.

1. Întâi stabilim linia de zero.
2. Determinăm aria de peste linia de zero, A_1 , a unui ciclu.

$$A_1 = 4 \times 1 = 4$$

3. Determinăm aria de sub linia de zero, A_2 , pentru un ciclu.

$$A_2 = 1 \times 2 = 2$$

4. Determinăm aria rezultantă: $A_1 - A_2 = 4 - 2 = 2$.

5. Tensiunea medie = Aria rezultantă / Perioada unui ciclu = $2 / 3 \text{ V} = 0,67 \text{ V}$.

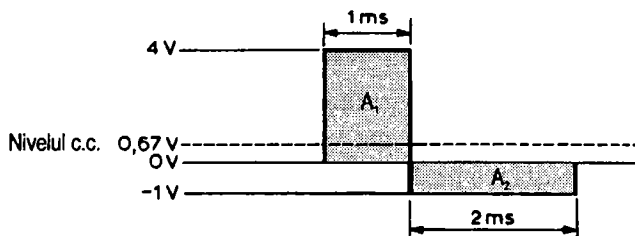


Figura 2.4

Rădăcina medie pătratică pentru forme de undă complexe

Așa cum s-a arătat mai înainte, formula prin care valoarea r.m.s. este 0,707 din valoarea de vârf este valabilă numai pentru unde sinusoidale. Rădăcina medie pătratică pentru alte forme de undă se poate calcula astfel:

1. Se calculează pătratul funcției care reprezintă unda, pe perioada unui ciclu. De remarcat faptul că, prin ridicarea la pătrat, zonele negative ale undei devin pozitive.
2. Se face media pe o perioadă a funcției la pătrat obținute.
3. Se calculează rădăcina pătrată a mediei funcției pătratice, ceea ce dă rădăcina medie pătratică.

Prin urmare, folosind unda **dreptunghiulară** din figura 2.5(a), prin ridicarea la pătrat a primei jumătăți de ciclu, obținem $3 \times 3 = 9$. Ridicând la pătrat a doua jumătate de ciclu, obținem $(-3) \times (-3) = 9$. Media pătratului undei pe un ciclu este deci 9. Prin urmare, valoarea r.m.s. a tensiunii este $\sqrt{9V} = 3V$

Făcând comparație cu o undă sinusoidală care are vârfurile pozitive și negative de +3 V și respectiv -3 V, cu o valoare r.m.s. de $0,707 \times 3 \text{ V} = 2,12 \text{ V}$ (figura 2.5(b)), observăm că unda dreptunghiulară are o valoare r.m.s. mai mare decât cea sinusoidală. Aceasta se datorează faptului că suprafața de sub unda dreptunghiulară este mai mare decât cea de sub unda sinusoidală, deși ambele alternează între aceleași valori pozitive și negative. Observație: pentru o undă dreptunghiulară simetrică, valoarea r.m.s. este egală cu valoarea de vârf.

Figura 2.6 prezintă o undă dreptunghiulară care este în întregime pozitivă. Valoarea r.m.s. este mai mică în acest caz.

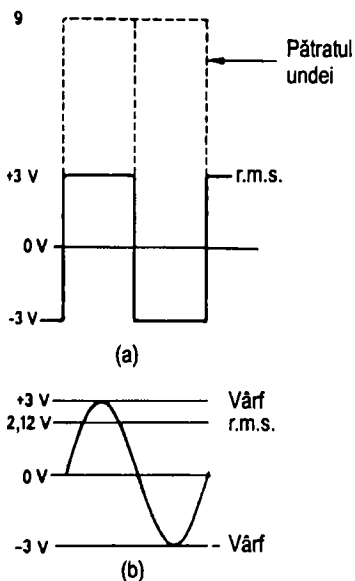


Figura 2.5 Comparatie între valorile r.m.s. ale unei unde dreptunghiulare și ale unei unde sinusoidale

Pentru o formă de undă *redresată*, valoarea r.m.s. poate fi dedusă după cum urmează. Pentru o undă sinusoidală redresată mono-alternanță, valoarea r.m.s. este jumătate din valoarea de vârf.

Pentru redresare dublă alternanță, valoarea r.m.s. este aceeași cu a unei sinusoidale originale, și anume 0,707 din valoarea de vârf, așa cum se arată în figura 2.7. Aceasta se întâmplă deoarece, din punctul de vedere al calculului rădăcinii medii pătratice, jumătatea negativă a unui ciclu este identică cu jumătatea pozitivă a ciclului.

De remarcat că valoarea c.c. sau medie a unei unde este numai media unei înseși pe o perioadă, deci nu are nici o legătură cu valoarea r.m.s.

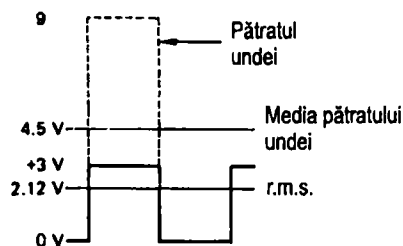


Figura 2.6 Rădăcina medie pătratică a unei unde dreptunghiulare pozitive.

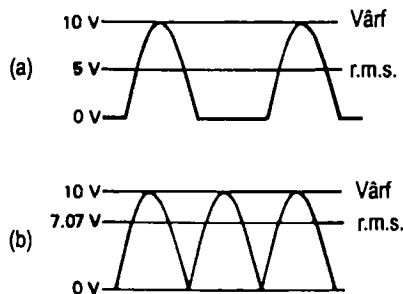


Figura 2.7 (a) Valoarea r.m.s. a unei unde sinusoidale redresate mono-alternanță este $1/2 \times$ vârful;
(b) Valoarea r.m.s. a unei unde sinusoidale redresate dublă alternanță este $0,707 \times$ vârful.

Variația tensiunii sau a curentului în timp se poate reprezenta prin forme de undă.

Curentul continuu fiind constant, forma de undă care îl reprezintă este o linie dreaptă (figura 3.1(a)). Pe de altă parte, curentul alternativ poate avea numeroase forme. Formele de undă pentru curentul alternativ variază între o valoare maximă și o valoare minimă, apoi din nou la valoarea maximă și așa mai departe. Prin urmare, ele sunt forme de undă repetitive (figura 3.1(b)). Câteva astfel de forme de undă sunt arătate în figura 3.2.

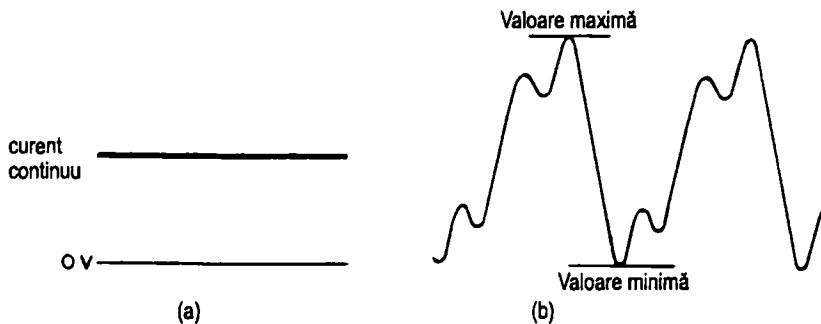


Figura 3.1 (a) formă de undă pentru c.c.; (b) formă de undă pentru c.a.

Ciclul

Partea din forma de undă care se repetă se numește ciclu al formei de undă. Privind figura 3.2(a), dacă luăm punctul A ca început al ciclului, punctul B va fi sfârșitul acelui ciclu și începutul următorului. Partea formei de undă de la A la B se repetă și este deci un ciclu al formei de undă.

Frecvența

Numărul care arată de câte ori se repetă un ciclu într-o secundă se numește frecvența formei de undă sau frecvența undei. Unitatea de măsură pentru frecvență este 1 Hertz (Hz).

De exemplu, dacă o undă se repetă o dată pe secundă, frecvența ei este de 1 Hz. Dacă se repetă de 10 ori pe secundă (figura 3.3.), frecvența este de 10 Hz.

Perioada

Timpul necesar pentru a parcurge un ciclu complet se numește perioada formei de undă, sau perioada undei. De exemplu, dacă ciclul durează o secundă, unda are o perioadă de o secundă. Dacă durează o jumătate de secundă, perioada este de 0,5 s.

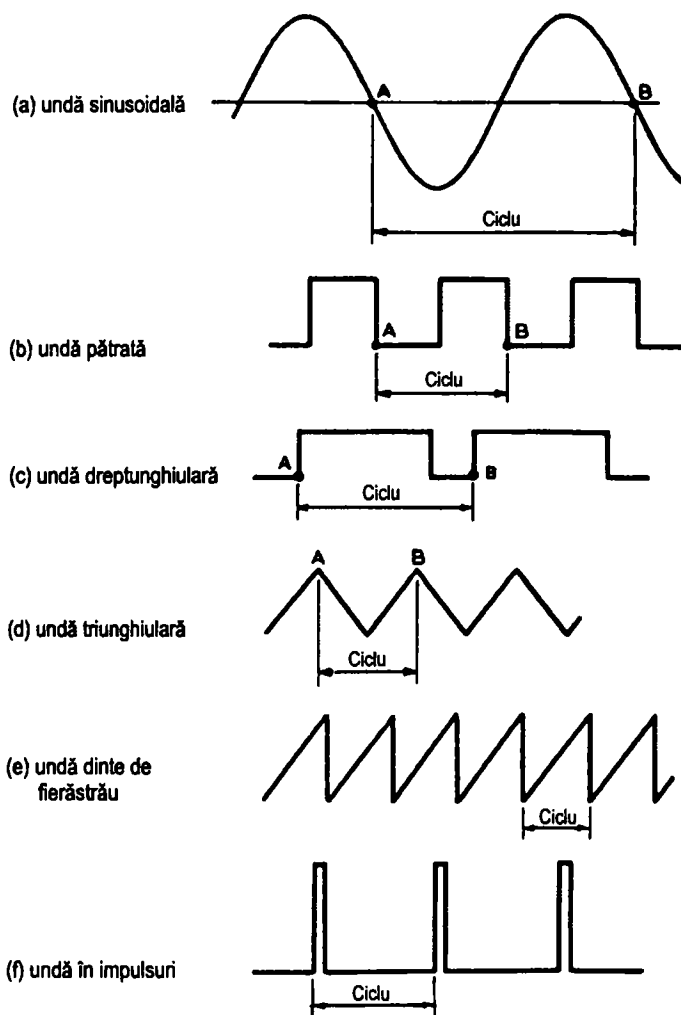


Figura 3.2 Tipuri de forme de undă c.a.

Factorul de umplere

Un ciclu al unei unde dreptunghiulare poate fi împărțit în impulsuri și spații între impulsuri, așa cum se arată în figura 3.4. Raportul între durata unui impuls și durata unui spațiu între impulsuri se numește factor de umplere.^{n.l.1} Dacă t_1 este durata unui impuls și t_2 este spațiul între impulsuri, atunci

$$\text{Factorul de umplere} = \frac{\text{Durata impulsului}}{\text{Durata spațiului}} = \frac{t_1}{t_2}.$$

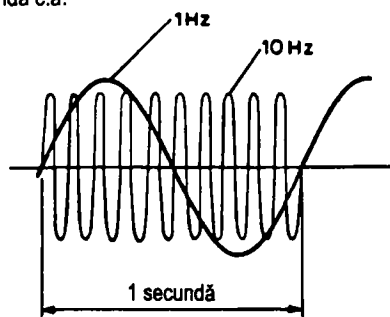


Figura 3.3 Frecvența

^{n.l.1} În original, raportul Mark and Space. În literatura tehnică în limba română este mai utilizată mărimea numită *factor de umplere*, care este definită ca raportul între impuls și perioadă.

Perioada undei, fiind timpul total al unui ciclu, este durata impulsului + durata spațiului = $t_1 + t_2$.

Pentru un factor de umplere unitar, impulsul t_1 = spațiul t_2 .

Rezultă că

$$\text{perioada} = 2 \times \text{durata spațiului} = 2 \times \text{durata impulsului}.$$

Prin urmare, unda este pătrată.^{n.1.2}

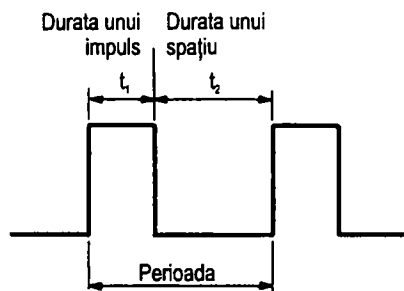


Figura 3.4 Raport de umplere subunitar

Unități pentru frecvență

Hertz 1 Hz

Kilohertz 1 kHz = 1000 Hz = 10^3 Hz

Megahertz 1 MHz = 1000 kHz = 10^3 kHz = 10^6 Hz

Unități pentru perioadă

secunda 1 s

milisecunda 1 ms = 1 s / 1000 = 10^{-3} s

microsecunda 1 μs = 1 ms / 1000 = 10^{-3} ms = 10^{-6} s

Frecvența și perioada

Analizând cele două unde A și B din figura 3.5, se poate vedea că frecvența lui B este dublul frecvenței lui A. Perioada lui B, pe de altă parte, este jumătate din perioada lui A. Cu cât frecvența unei unde crește, cu atât perioada ei scade și invers.

Frecvența = 1 / Perioadă [Hz] sau $f = 1 \text{ Hz} / T$

Perioada = 1 / Frecvență [s] sau $T = 1 \text{ s} / f$

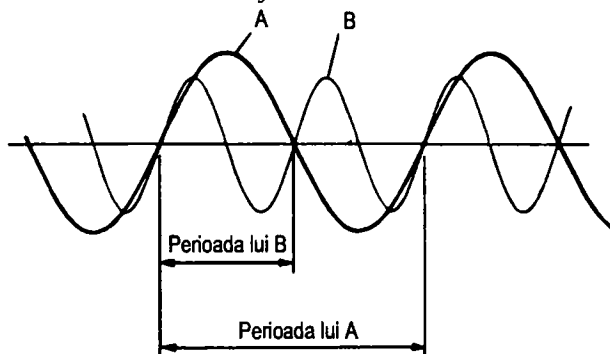


Figura 3.5

Următorul tabel este util pentru conversia unităților și poate fi memorat:

frecvență	f	1 Hz	1 kHz	1 MHz
perioada	T	1 s	1 ms	1 μs

^{n.1.2} Pentru această undă factorul de umplere este ½.

Unde sonore

Undele sonore sunt cele produse în aer atunci când cineva vorbește, sau de către un difuzor, un diapazon, un compresor pneumatic etc. Ele sunt variații ale presiunii aerului și necesită prezența aerului pentru a se propaga. *Volumul* sunetului indică tăria acestuia. *Tonul* sunetului indică frecvența. Schimbând frecvența sunetului, tonul se modifică.

Frecvența audio

Gama de frecvențe sonore care pot fi auzite de urechea umană este cunoscută sub numele de plajă de frecvențe audio (*audio frequency* – a.f.). Plaja a.f. se întinde de la 20 Hz la 20 kHz. Frecvențele mai mici de 20 Hz sau peste 20 kHz nu pot fi auzite de urechea omului. De aceea, sunetele produse de unele fluieri folosite pentru a chema câinii de la stână nu pot fi auzite de oameni. Frecvențele acestor sunete sunt mai mari de 20 kHz, frecvențe la care urechea câinelui este sensibilă, dar nu și cea a omului.

Tonuri pure și tonuri instrumentale

Un ton pur este o undă sinusoidală unică, având o singură frecvență (figura 3.2(a)). Un ton instrumental este o undă compusă din mai multe unde sinusoidale care au mai multe frecvențe, adunate împreună (figura 3.1(b)). Acestea sunt exemple de forme de undă produse în timpul vorbirii sau prin muzică.

Armonici

Adunând mai multe unde sinusoidale se produce o undă complexă. Invers, se poate arăta că o undă complexă este formată din mai multe unde sinusoidale pure adunate. Aceste unde sinusoidale pure sunt cunoscute ca fundamentală și armonicele undei. Orice formă de undă complexă poate fi descompusă în următoarele componente:

1. *Fundamentală*. O undă sinusoidală pură având aceeași perioadă ca și unda complexă originală.
2. Un număr de *armonici*. Unde sinusoidale pure având frecvențele multipli ai fundamentalei. De exemplu, dacă fundamentală are frecvența de 100 Hz, atunci

armonica a doua are frecvența de $2 \times 100 = 200$ Hz,

armonica a treia are frecvența de $3 \times 100 = 300$ Hz,

armonica a patra are frecvența de $4 \times 100 = 400$ Hz și așa mai departe.

Armonicile mai înalte au amplitudini mai mici decât cele mai joase. Din acest motiv, de multe ori armonicile cele mai înalte sunt adesea neglijate.

Tonul

Tonul unei unde sonore indică în ce parte a spectrului a.f. se află frecvențele lui. Un sunet cu tonuri înalte se află în jumătatea de sus a plajei a.f., în timp ce un sunet cu tonuri joase se află în jumătatea de jos a plajei. Femeile au în general tonuri mai înalte decât bărbații.

O tobă are tonuri joase, un fluier are tonuri înalte. Pentru o undă complexă, frecvența fundamentală determină tonul.

Calitatea

Calitatea sunetului este determinată de numărul de armonici ale unei instrumentale care sunt reproduse fără distorsiuni.

Unele unde complexe

1. Fundamentală + armonică a treia (figura 3.6).
2. Fundamentală + armonică a doua (figura 3.7).

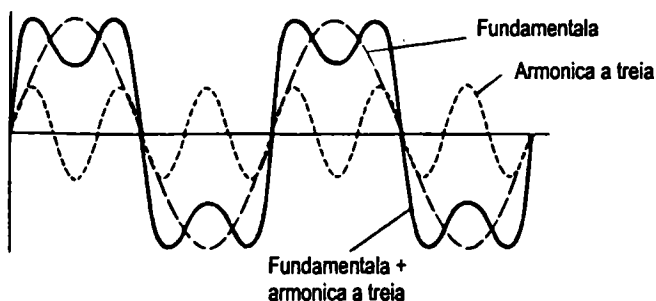


Figura 3.6 Fundamentală + armonică a treia (forma de undă aproximează o undă pătrată)

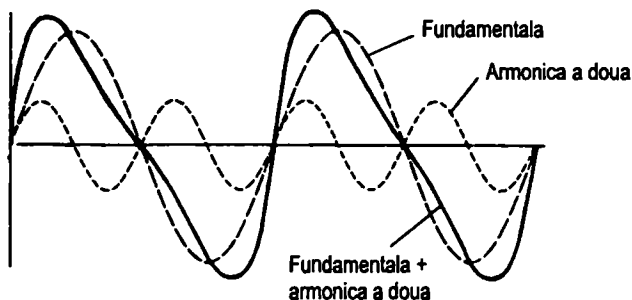


Figura 3.7 Fundamentală + armonică a doua (forma de undă aproximează o undă în dinte de fierăstrău)

Armonicile unei unde pătrate

O undă pătrată constă din fundamentală împreună cu un număr infinit de armonici, numai **împare**. De exemplu, o undă pătrată având frecvența de 1 kHz, conține următoarele componente

fundamentală	= 1 kHz,
armonică a treia	= $3 \times 1 = 3$ kHz,
armonică a cincea	= $5 \times 1 = 5$ kHz,
armonică a șaptea	= $7 \times 1 = 7$ kHz și așa mai departe.

Se observă că o formă de undă care are numai armonici impare, va avea fronturi crescătoare și descrescătoare abrupte. Cu cât numărul acestor armonici crește, cu atât ne vom apropia mai mult de o formă pătrată.

Armonicile unei unde în dinte de fierăstrău

O undă în dinte de fierăstrău constă din fundamentală și un număr infinit de armonici, numai **pare**. De exemplu, o undă în dinte de fierăstrău de 1 kHz, va avea următoarele componente:

fundamentală	$= 1 \text{ kHz},$
armonica a doua	$= 2 \times 1 = 2 \text{ kHz},$
armonica a patra	$= 4 \times 1 = 4 \text{ kHz},$
armonica a șasea	$= 6 \times 1 = 6 \text{ kHz}$ și așa mai departe.

Condensatorul

Un condensator constă din două suprafețe conductoare așezate față în față, despărțite de un material izolant numit **dielectric** (figura 4.1). Materialele dielectrice comune sunt aerul, hârtia, mica etc.

Încărcarea unui condensator

Proprietatea de bază a unui condensator este capacitatea sa de a stoca energie sub formă de sarcini electrice.

Figura 4.2(a) arată o baterie conectată la bornele unui condensator prin intermediul unui comutator. Când comutatorul este închis, așa cum se vede în imaginea (b), electrodul pozitiv al bateriei scoate electroni din armătura A, făcând ca armătura să se încarce pozitiv. Electrocul negativ furnizează electroni armăturii B, făcând-o negativă în aceeași măsură. Acest flux de electroni este denumit **curentul de încărcare**, care continuă să curgă până când tensiunea pe condensator devine egală cu t.e.m. a bateriei. Se spune în această situație despre condensator că este complet încărcat. Simbolul pentru **sarcină** este Q și unitatea de măsură este 1 Coulomb (C).

Când un condensator este încărcat, diferența de potențial dintre armături produce un câmp electric.

Când comutatorul este deschis, ca în imaginea (c), condensatorul păstrează sarcina datorită dielectricului și menține câmpul electric între cele două armături. Câmpul electric al unui condensator încărcat va dispărea atunci când acel condensator se va descărca printr-o sarcină rezistivă, ca în figura (d).

Capacitatea

Mărimea care arată în ce măsură un condensator poate stoca sarcini electrice se numește capacitate, C . Unitatea de măsură pentru capacitate este

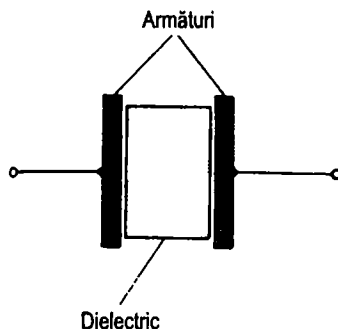


Figura 4.1 Condensatorul

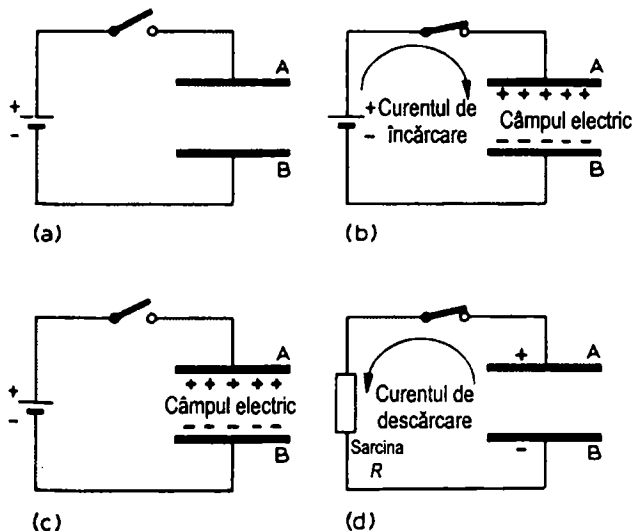


Figura 4.2 Încărcarea și descărcarea unui condensator

faradul, F. Faradul este o unitate de măsură foarte mare și de aceea este rareori utilizat. Submultipli acestuia sunt:

$$\begin{aligned}\text{microfaradul} & 1 \mu\text{F} = 1 \text{ F} / 1\,000\,000 = 10^{-6} \text{ F}, \\ \text{nanofaradul} & 1 \text{ nF} = 1 \text{ F} / 1\,000\,000\,000 = 10^{-9} \text{ F}, \\ \text{picofaradul} & 1 \text{ pF} = 1 \text{ F} / 1\,000\,000\,000\,000 = 10^{-12} \text{ F}.\end{aligned}$$

Capacitatea crește o dată cu creșterea *ariei* armăturilor și descrește o dată cu creșterea *distanței* dintre armături.

De exemplu, dacă aria armăturilor se dublează, capacitatea se dublează și ea. Iar dacă distanța între armături se dublează, capacitatea se înjumătățește.

Sarcină, capacitate și tensiune

Când un condensator este încărcat la o tensiune V , sarcina Q este dată de relația:

$$Q = C \times V,$$

unde Q este în farazi, V este în volți și Q în coulombi.

$$\text{Rezultă că } C = Q / V \text{ și } V = Q / C.$$

Energia

Energia stocată în condensator este dată de relația:

$$\text{energia } W = \frac{1}{2} CV^2,$$

unde W este în jouli, C în farazi și V în volți.

Condensatoare în paralel și în serie

Când două condensatoare sunt conectate în paralel (vedeți figura 4.3(a)), capacitatea lor totală este suma celor două capacități:

$$\text{capacitatea totală este } C_T = C_1 + C_2.$$

Când două condensatoare se conectează în serie (figura 4.3(b)), capacitatea totală este mai mică decât fiecare dintre cele două:

$$\text{capacitatea totală este } C_T = C_1 \times C_2 / (C_1 + C_2).$$

De exemplu, dacă $C_1 = C_2$, atunci capacitatea lor totală la conectarea în serie este

$$\frac{1}{2} C_1 = \frac{1}{2} C_2$$

Tensiunea pe condensatoare în serie

În circuitul prezentat în figura 4.4, C_1 este în serie cu C_2 cu o tensiune continuă V_T conectată la bornele lor. Tensiunea totală se va divide pe cele

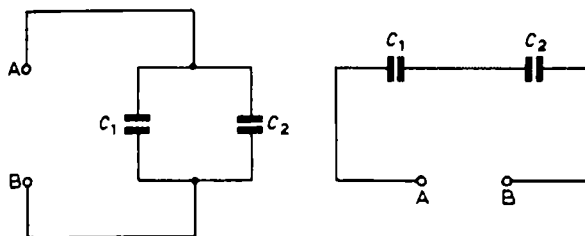


Figura 4.3 (a) Condensatoare în paralel; (b) Condensatoare în serie

două condensatoare, C_1 și C_2 , astfel încât cel mai mic dintre condensatoare va suporta o tensiune mai mare pe el și invers. Suma între V_1 (pe C_1) și V_2 (pe C_2) este totdeauna egală cu cea totală V_T

Tensiunea totală este $V_T = V_1 + V_2$ și $V_1 / V_2 = C_2 / C_1$.

În general, când mai multe condensatoare sunt conectate în serie cu o sursă de alimentare de c.c., tensiunea pe fiecare condensator este invers proporțională cu capacitatea condensatorului. Pentru două condensatoare în serie (figura 4.4), tensiunile pe C_1 și C_2 sunt date de relațiile:

$$V_1 = \frac{V_T}{C_1 + C_2} \times C_2; \quad V_2 = \frac{V_T}{C_1 + C_2} \times C_1.$$

EXEMPLUL 1

În figura 4.5 capacitatea totală se calculează după cum urmează: capacitatea totală a combinației paralel este

$$C_2 + C_3 = 10 \text{ pF} + 20 \text{ pF} = 30 \text{ pF}.$$

De vreme ce C_1 este, de asemenea, 30 pF, în serie cu

30 pF, rezultă o capacitate totală de $\frac{1}{2} \times 30 = 15 \text{ pF}$

EXEMPLUL 2

În figura 4.6 tensiunea pe condensatorul C_1 este:

$$\frac{V_T}{C_1 + C_2} \times C_2 = \frac{30}{0,1 + 0,2} \times 0,2 \text{ V} = 20 \text{ V},$$

dând o tensiune pe $C_2 = 30 \text{ V} - 20 \text{ V} = 10 \text{ V}$.

Tensiunea de lucru

Fiecare condensator are o tensiune maximă pe care o poate suporta fără ca dielectricul să se străpungă. Această mărime este cunoscută ca tensiunea de lucru a condensatorului și nu trebuie niciodată depășită. Când este folosit în aplicații de curent alternativ, tensiunea de vârf care se aplică pe condensator nu trebuie să depășească tensiunea de lucru specificată în catalog. Tensiunea de lucru a unui grup de condensatoare conectate în paralel este tensiunea condensatorului cu cea mai mică tensiune de lucru. De exemplu, în figura 4.7, tensiunea de lucru a circuitului paralel este de 25 V.

Pentru condensatoare în serie, tensiunea de lucru este mai greu de determinat. Fie circuitul din figura 4.8 unde C_1 ($1 \mu\text{F} / 25 \text{ V}$) este în serie cu C_2 ($10 \mu\text{F} / 10 \text{ V}$). De vreme ce condensatorul mai mic C_1 va suporta o tensiune mai mare

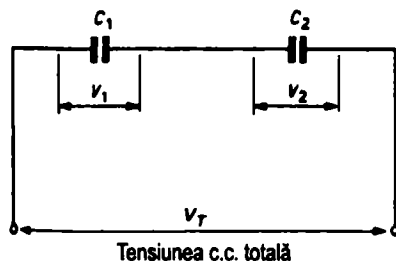


Figura 4.4 Tensiunile pe condensatoare în serie

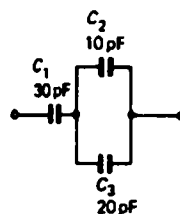


Figura 4.5

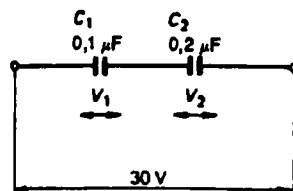


Figura 4.6

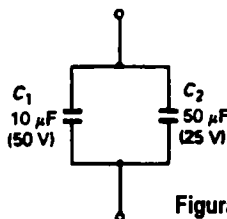


Figura 4.7

decât C_2 , vom începe calculul pornind de la C_1 , la tensiunea lui de lucru de 25 V. Prin urmare, $V_1 = 25$ V. Dar $V_1 / V_2 = C_2 / C_1$, deci

$$V_2 = V_1 \times \frac{C_1}{C_2} = 25 \text{ V} \times \frac{1 \mu\text{F}}{10 \mu\text{F}} = 2,5 \text{ V}.$$

De vreme ce V_2 este sub tensiunea de lucru a lui C_2 , atunci tensiunea globală de lucru va fi $25 + 2,5 = 27,5$ V.

Totuși, dacă C_2 ar fi avut o tensiune de lucru, să zicem, de 2 V, ca în figura 4.9, el ar fi ajuns la tensiunea de lucru înainte ca C_1 să ajungă la 25 V. Tensiunea globală de lucru se calculează astfel:

$$V_2 = 2 \text{ V} \text{ și } V_1 = V_2 \times \frac{C_2}{C_1} = 2 \times \frac{10}{1} \text{ V} = 20 \text{ V}.$$

dând o tensiune globală de lucru de $20 + 2 = 22$ V.

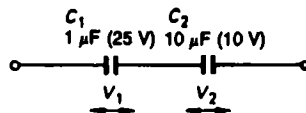


Figura 4.8

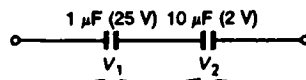


Figura 4.9

EXEMPLUL 3

Fie schema din figura 4.10, cu C_1 și C_2 având aceeași tensiune de lucru, 60 V. Care este tensiunea maximă care se poate aplica?

Soluție

Deoarece C_1 susține o tensiune mai mare decât C_2 , C_1 își va atinge tensiunea de lucru primul, cu

$$V_1 = 60 \text{ V}$$

$$V_2 = \frac{C_1}{C_2} \times V_1 = \frac{2}{6} \times 60 \text{ V} = 20 \text{ V}.$$

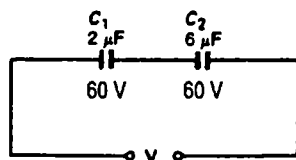


Figura 4.10

Tensiunea maximă care poate fi aplicată este $60 + 20 = 80$ V.

Bobina

Bobina este pur și simplu o înfășurare conductoare, așa cum se arată în figura 4.11. Simbolul acesteia este arătat în figura 4.12. În timp ce un condensator se opune unei schimbări a tensiunii la bornele lui, un inductor se opune unei modificări a curentului prin el. Cu alte cuvinte, dacă unui circuit cu o bobină i se aplică o treaptă de curent, curentul va crește lent prin inductor până la valoarea lui maximă.

Însușirea unei bobine de a se opune unei modificări a curentului prin ea se numește inductanță. Simbolul inductanței este L și unitatea de măsură este 1 henry (H). Subunitățile acestei unități de măsură sunt:

$$\text{milihenry} \quad 1 \text{ mH} = 1 \text{ H} / 1000 = 10^{-3} \text{ H}$$

$$\begin{aligned} \text{microhenry} \quad 1 \mu\text{H} &= 1 \text{ mH} / 1000 = 10^{-3} \text{ mH} = \\ &= 1 \text{ H} / 1\,000\,000 = 10^{-6} \text{ H}. \end{aligned}$$

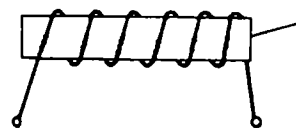


Figura 4.11 O bobină simplă



Figura 4.12 Simbolul bobinei

Constanta de timp a unui circuit RC

Figura 4.13 arată un circuit cu un condensator în serie cu o rezistență, conectate la o baterie prin intermediul unui comutator. Când comutatorul este în poziția (1), condensatorul se încarcă treptat prin rezistența R până când tensiunea pe el devine egală cu E , t.e.m. sau tensiunea bateriei.

Modul în care condensatorul se încarcă este arătat în figura 4.14 (a), printr-o curbă exponențială.

Timpul necesar condensatorului pentru a ajunge la 0,63 din valoarea maximă, în acest caz $0,63 E$, se numește constanta de timp a circuitului.

Revenind la figura 4.13, dacă trecem comutatorul pe poziția (2), condensatorul va stoca energia, păstrând tensiunea pe el constantă. Atunci când comutatorul este trecut pe poziția (3), condensatorul începe să se descărce prin rezistența R la pământ. Tensiunea pe condensator scade treptat la zero. Modul în care are loc descărcarea este arătat în figura 3.14 (b). În acest caz, constanta de timp este timpul necesar tensiunii pe condensator pentru a scădea cu 0,63 din valoarea sa maximă.

Atât pentru încărcarea cât și pentru descărcarea condensatorului printr-o rezistență R , constanta de timp este dată de

$$t = C \times R,$$

unde t este constanta de timp măsurată în secunde, C este capacitatea în farazi și R este rezistența în ohmi.

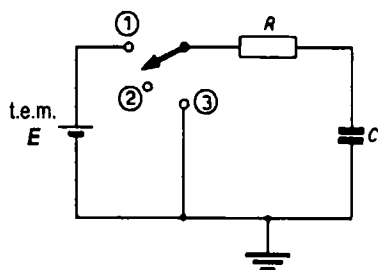
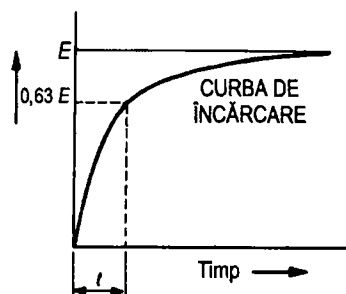
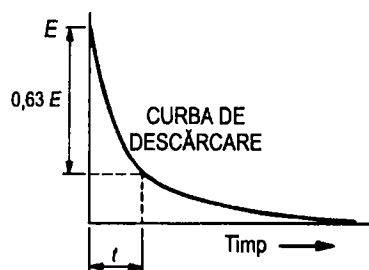


Figura 4.13



(a)



(b)

Figura 4.14

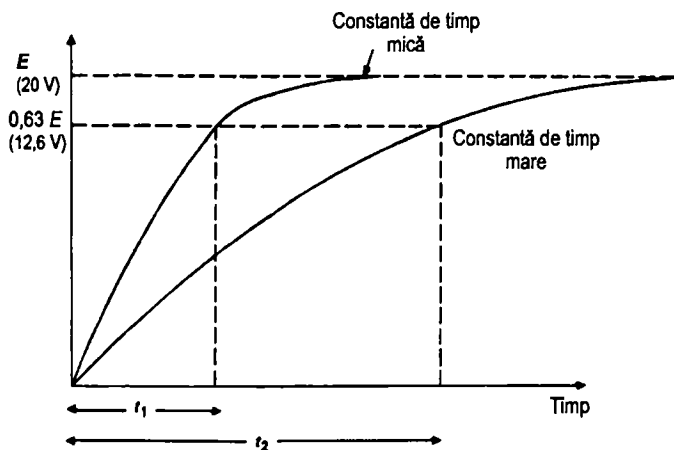


Figura 4.15

Curbele de încărcare pentru un circuit cu constantă de timp mică și pentru unul cu constantă de timp mare

De exemplu, dacă $C = 10 \mu\text{F}$ și $R = 10 \text{ k}\Omega$, atunci constanta de timp a circuitului este $t = CR = 10 \mu\text{F} \times 10 \text{ k}\Omega = 10 \times 10^{-6} \times 10 \times 10^3 \text{ s} = 10 \times 10 \times 10^{-3} \text{ s} = 10^2 \times 10^{-3} \text{ s} = 10^{-1} \text{ s} = 0,1 \text{ s}$.

Figura 4.15 prezintă curbele de încărcare pentru un circuit cu constantă mică de timp și pentru unul cu constantă mare de timp.

Constanta de timp a unui circuit LR

Fie circuitul din figura 4.16, cu o bobină în serie cu o rezistență R de $1 \text{ k}\Omega$. Când comutatorul S se închide, curentul este inițial zero, încercând să crească brusc. Totuși, deoarece bobina se opune modificării curentului prin el, curentul I prin circuit va crește exponențial, așa cum se arată în figura 4.17. Curentul va continua să crească până când își va atinge valoarea maximă. În acest moment creșterea lui încetează, iar întreaga tensiune E se va regăsi pe rezistența R . Valoarea stabilă a curentului va fi:

$$E / R = 20 / 1 \text{ k}\Omega = 20 \text{ mA}$$

Viteza de variație a curentului depinde atât de R cât și de L .

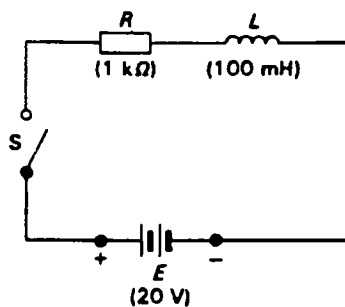


Figura 4.16

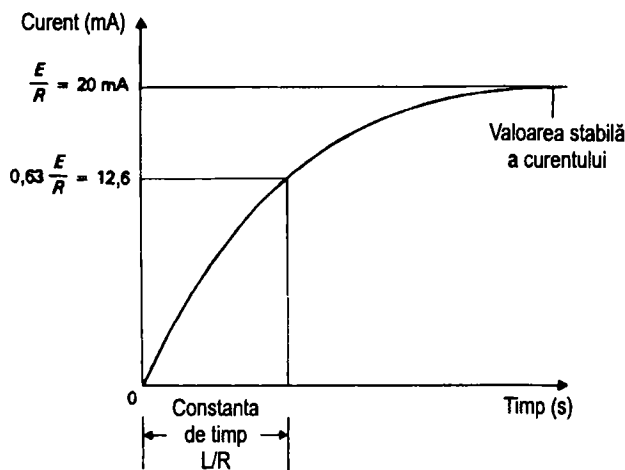


Figura 4.17 Creșterea exponențială a curentului prin bobină

Timpul necesar curentului pentru a crește de la zero la 0,63 din valoarea lui maximă stabilă se numește constanta de timp a circuitului. Ea se calculează ca L / R , unde L este inductanța în henry și R este rezistența în ohmi, iar constanta de timp este obținută în secunde. Folosind valorile de pe schemă,

$$\text{constanta de timp este } L / R = 100 \text{ mH} / 1 \text{ k}\Omega = 0,1 \text{ H} / 1000 \Omega = 10^{-4} \text{ s} = 0,1 \text{ ms}.$$

De remarcat că pentru o rezistență mare, constanta de timp este mică, curentul modificându-se cu o viteză mai mare.

Rezistența de curent continuu

O bobină nu prezintă practic nici o rezistență la trecerea curentului continuu, cu excepția rezistenței neglijabile a sârmei din care este realizată înfășurarea. Prin urmare, o bobină are o rezistență zero, sau foarte mică, la trecerea curentului continuu. Un condensator, pe de altă parte, datorită izolației dielectricului, are o rezistență infinită, sau foarte mare la curentul continuu și poate fi considerat ca un circuit deschis pentru c.c.

Reprezentarea fazorială

O undă sinusoidală poate fi reprezentată de un fazor OA, care se rotește în sens anti-orar, cu o viteză unghiulară de $\omega = 2\pi f$, unde f este frecvența undei (figura 4.18). În timpul rotației fazorului, înălțimea vârfului său (punctul A) față de axa orizontală descrie unda sinusoidală arătată. O rotație completă a fazorului (360° sau 2π) reprezintă un ciclu complet. Prin urmare, o jumătate de rotație (180° sau π) reprezintă o jumătate de ciclu și așa mai departe. Pentru forma de undă, axa timpului poate fi reprezentată de unghiul cu care s-a rotit fazorul, așa cum se arată în figură. Vârful pozitiv este deci la 90° ($1/4$ dintr-un ciclu) și vârful negativ este la 270° ($3/4$ dintr-un ciclu).

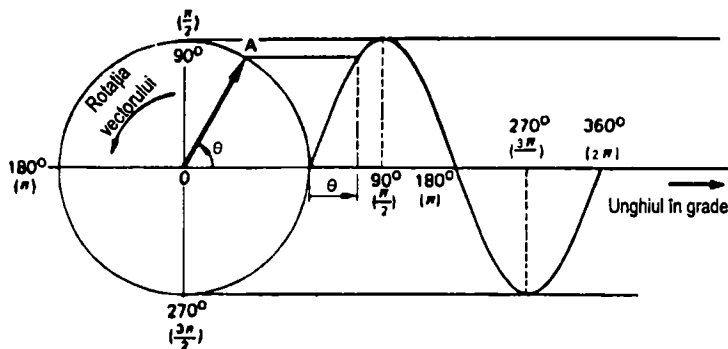


Figura 4.18 Reprezentarea fazorială a unei sinusoidale

Să considerăm acum două unde sinusoidale, A și B, reprezentate de fazorii OA și respectiv OB, ca în figura 4.19 (a). Dacă ambele unde au aceeași frecvență, atunci ambii fazori se vor roti cu viteze unghiulare egale, $\omega = 2\pi f$. Aceasta înseamnă că diferența unghiulară θ între OA și OB nu se modifică. Se spune că OA este *înaintea* lui OB cu unghiul θ sau că OB este *în urma* lui OA cu unghiul θ . Undele sinusoidale sunt reprezentate în figura 4.19 (b).

Dacă aceste două unde sunt adunate, rezultanta lor va fi o altă undă sinusoidală care va avea aceeași frecvență, dar o amplitudine diferită. Unda sinusoidală rezultată poate fi reprezentată de un alt fazor, OT, care este suma vectorială (sau fazorială) a lui OA și OB, așa cum se arată în figura 4.19 (c). Unda rezultantă este înaintea lui OB cu unghiul α și în urma lui OA cu unghiul γ .

Așa cum vom vedea în continuarea acestui capitol, reprezentarea fazorială este un instrument deosebit de util în analiza și calculul rețelilor de c.a.

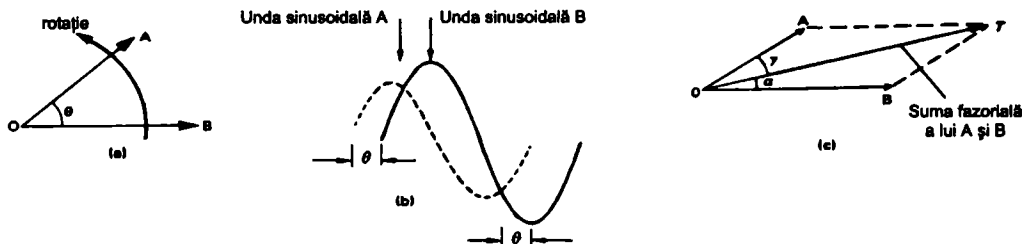


Figura 4.19 Diferența de fază. OA este înaintea lui OB (sau OB în urma lui OA) cu unghiul θ

Diferența de fază

Atunci când o tensiune V este aplicată unei rezistențe R , prin ea trece un curent I . Tensiunea și curentul sunt mărimi electrice distincte, cu unități de măsură și forme de undă proprii.

În cazul rețelelor de curent continuu (vedeți capitolul 1), nu se pune problema formei de undă. Pentru rețelele de c.a., relațiile între formele de undă ale curentului și tensiunii sunt însă foarte importante. Pentru o rezistență, tensiunea pe rezistență este în fază cu curentul care trece prin ea, adică diferența de fază este zero, așa cum se arată în figura 4.20 (b) și (c).

Când se aplică o tensiune alternativă pe un inductor (figura 4.21), între tensiune și curent apare o diferență de fază de 90° , tensiunea fiind *înaintea* curentului.

Când se aplică o tensiune alternativă unui condensator, se introduce o diferență de fază similară de 90° între tensiune și curent, dar de data aceasta curentul este *înaintea* tensiunii, așa cum se arată în figura 4.22.

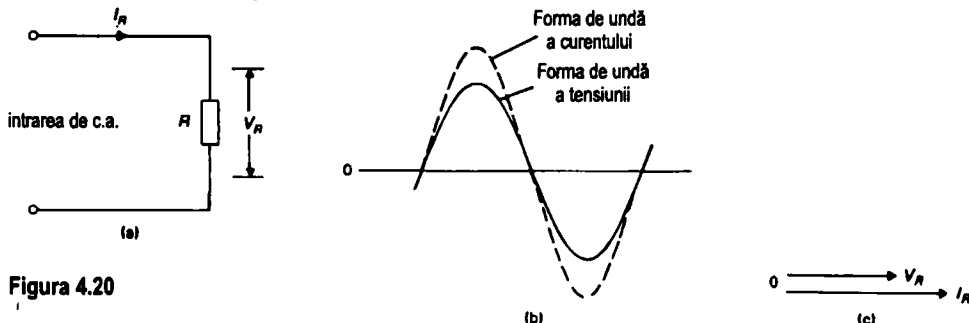


Figura 4.20

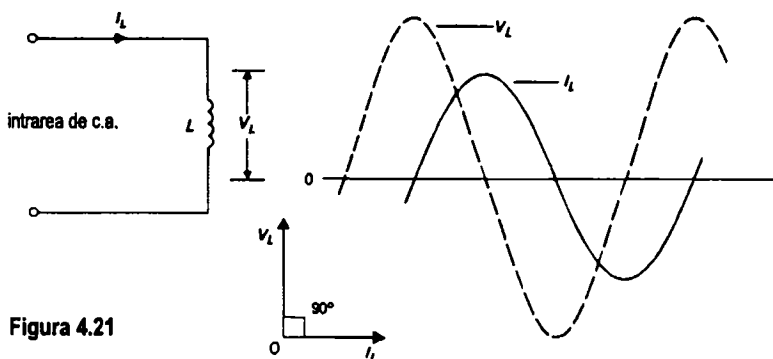


Figura 4.21

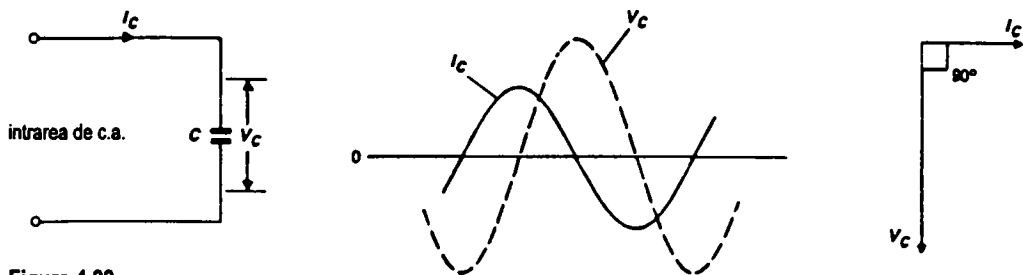


Figura 4.22

EXEMPLUL 1

Pentru circuitul LR din figura 4.23 (a), desenați diagrama fazorială și de aici deduceți tensiunea totală aplicată, V_T

Soluție

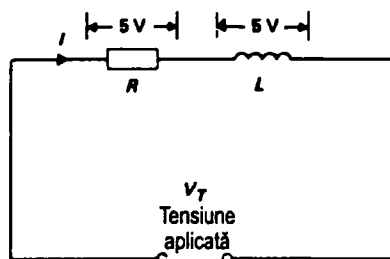
Diagrama fazorială este prezentată în figura 4.23 (b). Fazorul reprezentând curentul I este desenat primul. V_R este desenat apoi în fază cu I , iar V_L este înaintea curentului și deci a lui V_R cu 90° . Tensiunea totală aplicată, V_T , este suma fazorială a lui V_R și V_L obținută așa cum se vede în figură. Dacă diagrama fazorială este desenată la scară, se poate găsi că $V_T = 7V$. După cum se poate vedea, tensiunea totală aplicată este înaintea curentului cu un unghi $\theta = 45^\circ$. De remarcă că tensiunea totală aplicată este mai mare decât fiecare dintre cele două componente (V_R și V_L), dar mai mică decât suma lor aritmetică.

EXEMPLUL 2

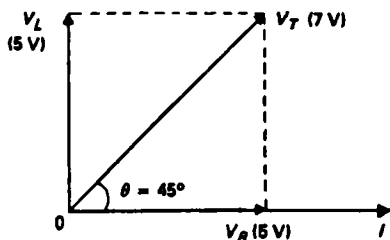
Desenați diagrama de fazori și deduceți tensiunea totală aplicată, pentru circuitul RC din figura 4.24 (a).

Soluție

Diagrama fazorială este prezentată în figura 4.24 (b), cu V_C în urma curentului (și a lui V_R) cu 90° . V_T este

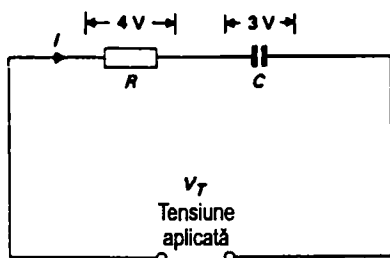


(a)

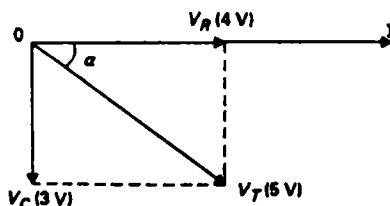


(b)

Figura 4.23 (a) Circuitul LR pentru Exemplul 1; (b) Diagrama fazorială



(a)



(b)

Figura 4.24

suma fazorială dintre V_R și V_C . Din diagrama fazorială, se vede că V_T este mai mare decât componentele sale (adică mai mare decât 4), dar mai mică decât suma aritmetică a componentelor (mai mică decât $3 + 4 = 7$). Dacă diagrama fazorială este desenată la scară, se poate găsi că V_T este 5 V, fiind în urma curentului cu 36° .

EXEMPLUL 3

Pentru circuitul LRC din figura 4.25 (a), desenați diagrama fazorială și aflați astfel tensiunea totală.

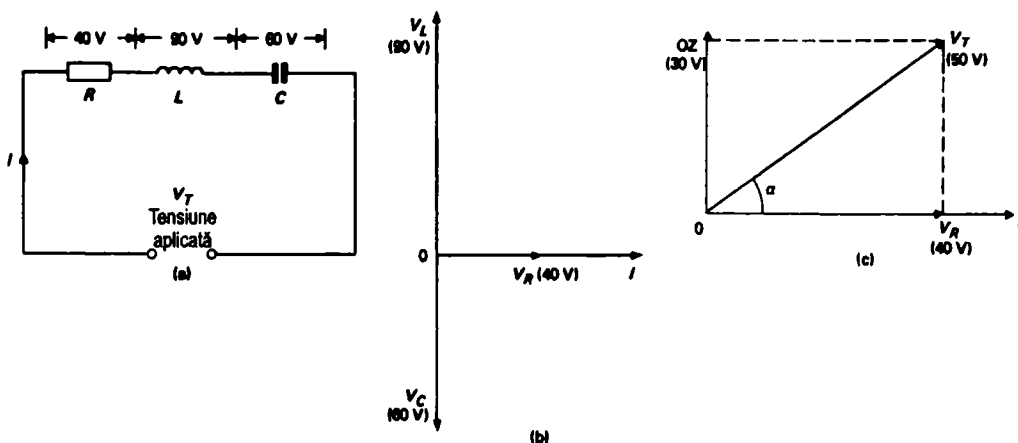


Figura 4.25 (a) Circuitul LRC pentru exemplul 3; (b) Diagrama fazorială; (c) Fazorul rezultat

Soluție

Diagrama fazorială este prezentată în figura 4.25 (b), cu V_R în fază cu curentul I , V_L înainte cu 90° și V_C în urmă cu 90° . Deoarece V_C și V_L sunt pe aceeași linie verticală, ei pot fi reduși la un singur fazor,

$$OZ = V_L + V_C = 90 - 60 = 30 \text{ V},$$

așa cum se arată în figura 4.25 (c). Tensiunea totală V_T este, prin urmare, suma fazorială între V_R și OZ . $V_T = 50 \text{ V}$, fiind înaintea curentului cu $\alpha = 36^\circ$.

Reactanța

Bobinele și condensatoarele se opun trecerii curentului alternativ. Această rezistență la c.a. se numește reactanță, X , și este măsurată în ohmi. Reactanța depinde de valoarea bobinei sau a condensatorului, ca și de frecvența unde c.a.

O bobină are o reactanță inductivă

$$X_L = 2\pi fL,$$

unde f este frecvența în Hz, iar L este inductanța în H.

Deoarece $\omega = 2\pi f$, atunci $X_L = \omega L$. De exemplu, o bobină de 10 mH alimentată cu un semnal de 1 kHz, are o reactanță de

$$X_L = 2\pi \times 1 \times 10^3 \times 10 \times 10^{-3} \Omega = 2\pi \times 10 \Omega = 62,8 \Omega.$$

Reactanța unei bobine crește cu frecvența (figura 4.26).

Un condensator are o reactanță capacitivă X_C :

$$X_C = \frac{1}{2\pi fC} = \frac{1}{\omega C}$$

unde C este capacitatea în farazi. Un condensator de $1 \mu\text{F}$, de exemplu, funcționând la 10 kHz , are o reactanță dată de relația:

$$X_C = \frac{1}{2\pi \times 10 \times 10^3 \times 1 \times 10^{-6}} \Omega = \frac{1}{2\pi \times 10^{-2}} \Omega = \frac{10^2}{2\pi} \Omega = 15,9 \Omega$$

Reactanța unui condensator scade odată cu frecvența (figura 4.27)

O rețea formată dintr-o reactanță capacitivă X_C și o reactanță inductivă X_L are o reactanță totală care este suma fazorială a lui X_C și X_L . Cei doi vectori X_C și X_L sunt în antifază, așa cum se arată în figura 4.28 (b), adică prezintă o diferență de fază de 180° . Prin urmare, reactanța totală este simpla diferență între valorile lui X_C și X_L .

De exemplu, fiind date $X_L = 100 \Omega$ și $X_C = 70 \Omega$, atunci reactanța totală este $X = 100 - 70 = 30 \Omega$, care este inductivă, deoarece X_C este mai mică decât X_L .

Impedanța

O rețea care conține o reactanță (capacitivă sau inductivă) și o rezistență, are o rezistență totală numită impedanță, Z . Impedanța Z este suma fazorială a reactanței X și a rezistenței R .

De exemplu, să considerăm reactanța inductivă X_L în serie cu o rezistență R , ca în figura 4.29 (a). După cum se vede în figura 4.29 (b), fazorul X_L este înaintea lui R cu 90° , ceea ce conduce la

$$\text{impedanța } Z = \sqrt{X_L^2 + R^2}$$

Pentru $X_L = 400 \Omega = 4 \times 10^2 \Omega$ și $R = 300 \Omega = 3 \times 10^2 \Omega$,

$$Z = \sqrt{16 \times 10^4 + 9 \times 10^4} \Omega = \sqrt{25 \times 10^4} \Omega = 5 \times 10^2 \Omega = 500 \Omega$$

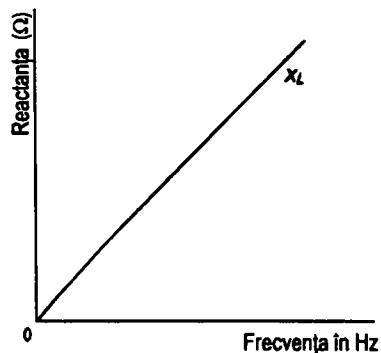


Figura 4.26 Grafic care arată cum reactanța X_L a unui inductor crește cu frecvența

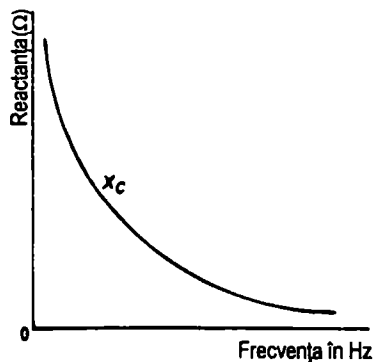


Figura 4.27

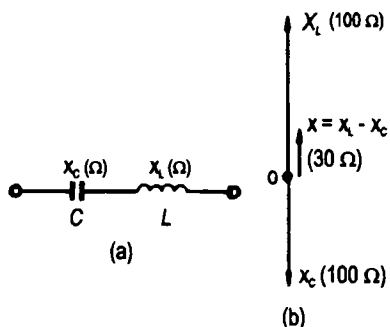


Figura 4.28 Suma fazorială a reactanțelor capacitivă X_C și inductivă X_L

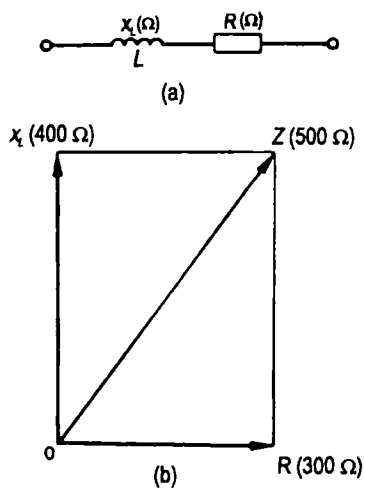


Figura 4.29 (a) Bobina L în serie cu rezistența R ; (b) reprezentarea fazorială a lui R , X_L și suma lor, Z

Amplificatoarele sunt dispozitive cu largă utilizare în toate tipurile de sisteme electronice. Ele au proprietatea de amplificare – procesul de producere a unui semnal de ieșire mai mare decât cel inițial, de intrare.

Câștigul (amplificarea)

Câștigul unui amplificator este numărul care arată de câte ori semnalul de ieșire este mai mare decât cel de intrare.

Amplificarea = semnalul de ieșire / semnalul de intrare; nu are unități de măsură, ci este un simplu raport.

Există trei tipuri de amplificare:

amplificare de tensiune: $G_v = \frac{\text{Tensiunea de ieșire}}{\text{Tensiunea de intrare}} = \frac{V_o}{V_{in}}$ (fără unități de măsură)

amplificare de curent: $G_I = \frac{\text{Curentul de ieșire}}{\text{Curentul de intrare}} = \frac{I_o}{I_{in}}$ (fără unități de măsură)

amplificare de putere: $G_P = \frac{\text{Puterea de ieșire}}{\text{Puterea de intrare}} = \frac{P_o}{P_{in}}$ (fără unități de măsură)

Amplificarea cu două sau mai multe etaje

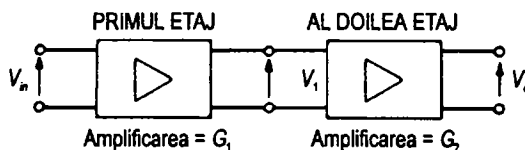
În figura 5.1 este prezentat un amplificator cu două etaje.

Ieșirea V_1 a primului etaj este cuplată la intrarea celui de-al doilea etaj. Prin urmare, V_1 devine intrare pentru al doilea etaj. Intrarea globală este V_{in} , iar ieșirea globală este V_o . Amplificarea globală este dată de relația:

$$G = \text{Ieșirea globală} / \text{Intrarea globală} = V_o / V_{in}$$

Figura 5.1

Câștigul a două etaje = $G_1 \times G_2$



Presupunând că amplificarea primului etaj este $G_1 = 20$ și cea a celui de-al doilea etaj este $G_2 = 50$, atunci, dacă tensiunea de intrare a fost de 1 mV,

$$V_1 = G_1 \times V_{in} = 20 \times 1 \text{ mV} = 20 \text{ mV}$$

$$V_o = G_2 \times V_1 = 50 \times 20 \text{ mV} = 1000 \text{ mV} = 1 \text{ V.}$$

$$\text{Amplificarea globală este } G = V_o / V_{in} = 1000 \text{ mV} / 1 \text{ mV} = 1000.$$

Amplificarea globală a unui amplificator poate fi mai ușor calculată ca fiind:

$G = \text{amplificarea primului etaj} \times \text{amplificarea etajului al doilea} = G_1 \times G_2 = 20 \times 50 = 1000$.

În mod similar, câștigul unui amplificator cu trei etaje este dat de formula:

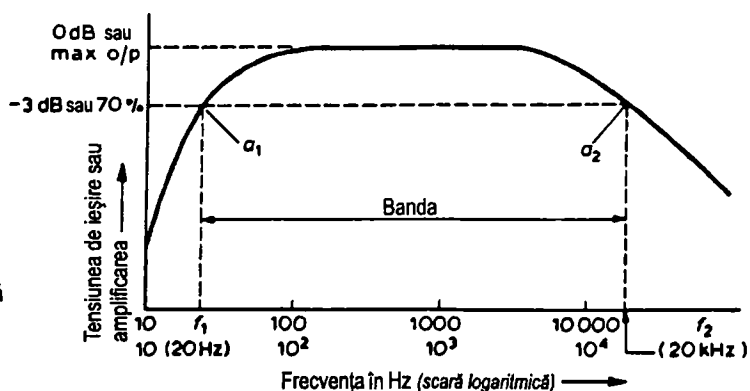
$G = G_1 \times G_2 \times G_3$ și așa mai departe, pentru orice număr de etaje.

Răspunsul în frecvență

Curba de răspuns în frecvență a unui amplificator arată modul cum se schimbă câștigul unui amplificator atunci când frecvența semnalului variază.

Curba de răspuns în frecvență (figura 5.2) este graficul tensiunii de ieșire (sau amplificarea) pe axa y, în funcție de frecvență - axa x.^{n.1.3} Pentru frecvență se folosește o scară logaritmică (neliniară) – care dilată frecvențele joase și comprimă frecvențele mari.

Figura 5.2
Curba de răspuns în frecvență



Ieșirea (și câștigul) amplificatorului sunt constante la frecvențele aflate la mijlocul plajei, dar scad la frecvențe joase și la frecvențe înalte. Plaja de frecvențe dintre f_1 și f_2 este banda amplificatorului. f_1 și f_2 corespund punctelor a_1 și a_2 de pe curbă, cunoscute sub denumirea de punctele la 3 dB (decibeli). Decibelul este o unitate logaritmică (neliniară) pentru măsurarea amplificării (vedeți anexa II). Punctul a_1 se numește punctul de jos la 3 dB iar a_2 se numește punctul de sus la 3 dB. Aceste puncte se află acolo unde amplificarea a scăzut la 70% din valoarea sa maximă. Punctele la 3 dB se mai numesc și punctele de înjumătățire a puterii, deoarece puterea de ieșire a amplificatorului la frecvențele corespunzătoare acestor puncte este jumătate din valoarea ei maximă.

Tensiunea de ieșire (sau amplificarea) reprezentată pe axa y, se poate exprima în decibeli, maximul fiind 0 dB și nivelul pentru punctele la 3 dB fiind -3 dB.

Curba de răspuns în audio-frecvență (a.f.)

Pentru a amplifica toate frecvențele audio, un amplificator a.f. trebuie să aibă o bandă echivalentă cu banda a.f., adică de la 20 Hz la 20 kHz. În cadrul acestei benzi, amplificarea trebuie să fie constantă. Sub 20 Hz și peste 20 kHz amplificarea scade. Figura 5.2 ne arată o curbă tipică de răspuns în a.f.

^{n.1.3} Această reprezentare mai presupune că intrarea are un nivel constant la toate frecvențele.

Cum muzica și vorbirea conțin un amestec complex de frecvențe din cadrul benzii a.f., calitatea amplificatorului depinde de cât de multe dintre aceste frecvențe și armonici ale lor pot fi reproduse fără distorsiuni. O bandă redusă va limita mult numărul de armonici care vor putea fi reproduse la ieșire și, prin urmare, va conduce la o calitate a sunetului specifică amplificatoarelor de calitate modestă și ieftine.

Există două tipuri principale de distorsiuni: de amplitudine și de frecvență.

Distorsiuni amplitudine – amplitudine

Fiecare amplificator are un nivel maxim de ieșire pe care nu îl poate depăși. Dacă se încearcă depășirea lui, semnalul de ieșire va suferi distorsiuni de amplitudine. Acest lucru este arătat de aplatizarea curbei sau de tăierea unuia sau a ambelor vârfuri ale formei de undă.

Figura 5.3 arată trei moduri în care o undă sinusoidală de intrare poate suferi distorsiuni de amplitudine la ieșirea unui amplificator supraîncărcat.

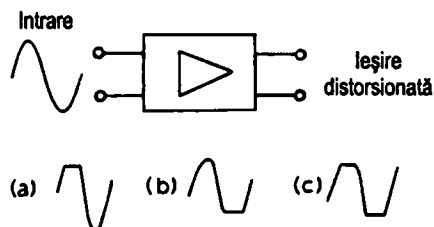


Figura 5.3 Distorsiuni de amplitudine

Distorsiuni amplitudine – frecvență

Amplificatoarele trebuie să reproducă formele de undă de la intrare fără nici o modificare de formă, cu excepția unei creșteri a amplitudinii. De obicei, semnalul de intrare este o undă complexă, care constă din mai multe unde sinusoidale de diferite frecvențe și armonicele lor. Pentru o reproducere fidelă, toate aceste frecvențe trebuie amplificate în același raport. Altfel spus, amplificarea trebuie să fie aceeași pentru toate frecvențele semnalului de intrare. Cu alte cuvinte, curba de răspuns în frecvență a amplificatorului trebuie să fie suficient de plată în întreaga bandă, altfel ieșirea va suferi de distorsiuni de frecvență.

De exemplu, un amplificator care are curba de răspuns din figura 5.4 va avea frecvențele înalte amplificate mai mult decât cele joase. Ieșirea va conține o accentuare a frecvențelor înalte. Se spune că ieșirea suferă distorsiuni de frecvență.

Amplificatoare de tensiune

Acestea sunt amplificatoarele cel mai frecvent folosite. Ele au un câștig în tensiune important, pentru a oferi la ieșire o tensiune cât mai mare. Ele se folosesc ori de câte ori este necesară o plajă mare de tensiuni, de exemplu în etajele de comandă a amplificatoarelor de putere.

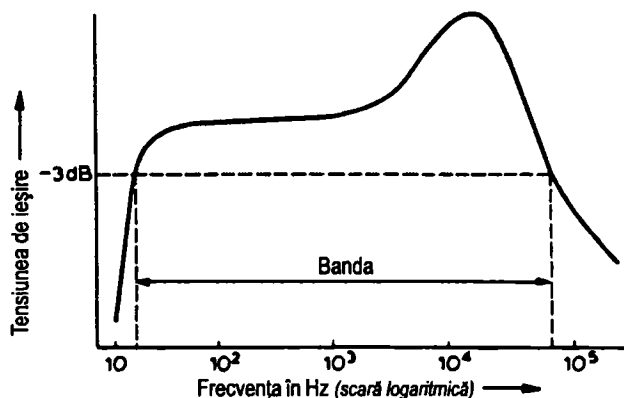


Figura 5.4

Amplificatoare de putere

Acestea au o amplificare mare, atât de tensiune cât și de curent, scopul fiind de a realiza o putere maximă la ieșire. Un amplificator de putere este folosit ca etaj final în sistemele electronice pentru a „pompa” putere în sarcină. Valorile tipice de puteri de ieșire ale sistemelor curent utilizate sunt:

la amplificatoare radio mici	200 mW
la Hi-Fi	10 W
la sisteme publice	100 W sau mai mult

Amplificatoare în contratimp (push-pull)

Pentru a obține putere mai mare la ieșirea unui amplificator, fără distorsiuni de amplitudine, se folosesc amplificatoare în contratimp (figura 5.5).

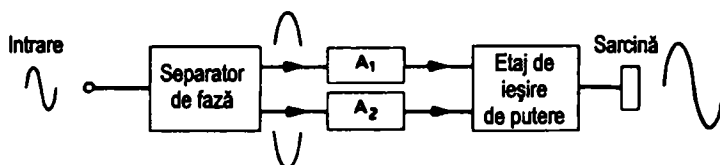


Figura 5.5 Amplificator în contratimp

În amplificatoarele în contratimp, semnalul parcurge mai întâi un separator de fază, care împarte forma de undă în două părți: o alternanță pozitivă și o alternanță negativă. Fiecare alternanță este amplificată de un amplificator separat, A_1 pentru alternanța pozitivă și A_2 pentru alternanța negativă. O dată amplificate, cele două alternanțe sunt adunate de un mixer sau etaj de ieșire pentru a reproduce un ciclu complet care este apoi livrat către difuzorul-sarcină.

Ieșirea amplificatorului în contratimp suferă o distorsiune a formei de undă, numită de înjugare (*cross-over*), arătată în figura 5.6. Distorsiunile de racordare pot fi ușor evitate printr-o proiectare corectă a circuitului.

Amplificatoare de bandă largă

Un amplificator de bandă largă acoperă o lărgime de bandă foarte mare, care pleacă practic de la zero Hz (c.c.) ajungând până la câțiva MHz. Lărgimea de bandă este obținută cu prețul unei amplificări ceva mai mici. În comparație cu un amplificator a.f., amplificatoarele de bandă largă au banda mult mai mare, dar amplificarea mult mai mică.

Amplificatoarele de bandă largă sunt folosite în receptoarele TV și în amplificarea impulsurilor, unde sunt prezente frecvențe de până la 5 MHz și chiar mai mult (figura 5.7). Aceste amplificatoare mai sunt cunoscute și sub denumirea de amplificatoare video. Alte utilizări

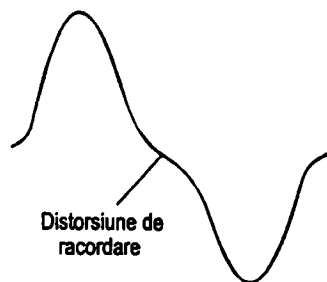


Figura 5.6 Distorsiune de racordare

sunt în domeniul radarelor și al amplificatoarelor pe verticală din oscilosoape.

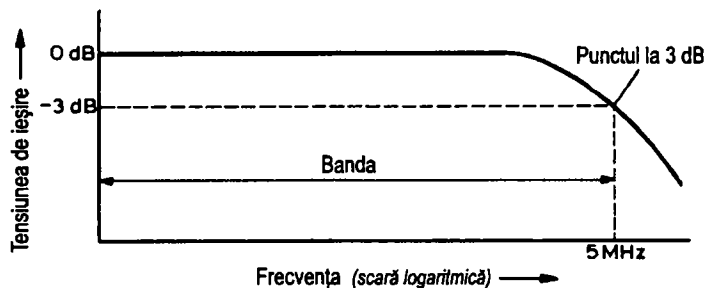


Figura 5.7 Amplificator video de bandă largă

Amplificatorul de bandă largă este folosit și pentru semnale complexe cu un număr mare de armonici. Cu cât sunt prezente mai multe armonici, cu atât banda care trebuie folosită este mai largă, altfel apar distorsiuni. Pentru unde dreptunghiulare cu un număr infinit de armonici, banda necesară este, de asemenea, infinită. Totuși, în practică, armonicile mai mari de ordinul nouă sau unsprezece, fiind mici în amplitudine, sunt neglijate fără pierderi mari în forma de undă.

Amplificatoare de radio-frecvență

Amplificatoarele de radio-frecvență sunt folosite în emițătoarele și în receptoarele de radio. Ele sunt amplificatoare selective, acordate pe o anumită frecvență; prezintă o bandă foarte îngustă în jurul acelei frecvențe și o amplificare mare.

O curbă tipică de răspuns este prezentată în figura 5.8. Figura arată banda îngustă între cele două puncte la -3 dB. Frecvența de acord f_0 se află în centrul benzii amplificatorului. Atunci când amplificatorul este acordat pe o frecvență diferită, f'_0 , curba sa de răspuns se deplasează pe poziția reprezentată cu linie punctată.

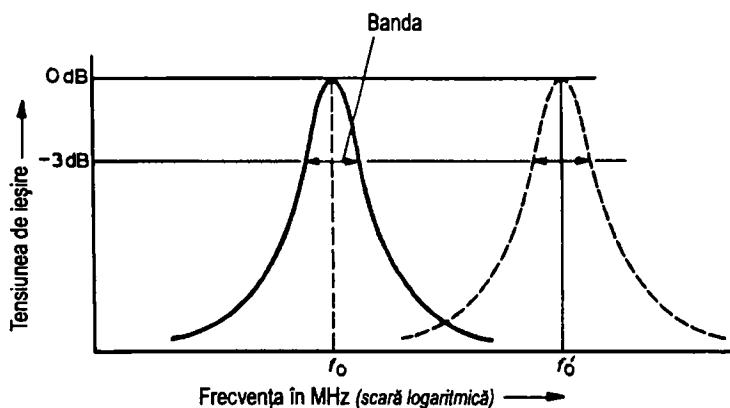


Figura 5.8 Răspunsul unui amplificator R.F.

Reacția

Reacția este procesul prin care o parte sau întreg semnalul de la ieșirea unui amplificator este adus înapoi la intrare (figura 5.9). Există două tipuri de reacție, pozitivă și negativă.

Reacția pozitivă

Reacția este pozitivă atunci când semnalul adus înapoi la intrare acționează în aceeași direcție cu semnalul original. Efectul reacției pozitive este *creșterea* amplificării (ceea ce conduce la instabilitate și, posibil, la oscilații) și reducerea lărgimii de bandă.

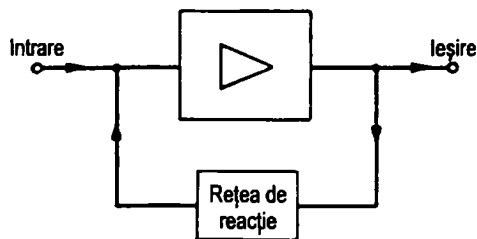


Figura 5.9 Reacția

Reacția negativă

Reacția este negativă atunci când semnalul adus înapoi la intrare acționează în sens opus semnalului original. Contrar reacției pozitive, acest tip de reacție *reduce* amplificarea, îmbunătățește stabilitatea și mărește banda amplificatorului. Efectul reacției negative asupra curbei de răspuns a unui amplificator este de a o face mai stabilă și mai plată, așa cum se vede în figura 5.10.

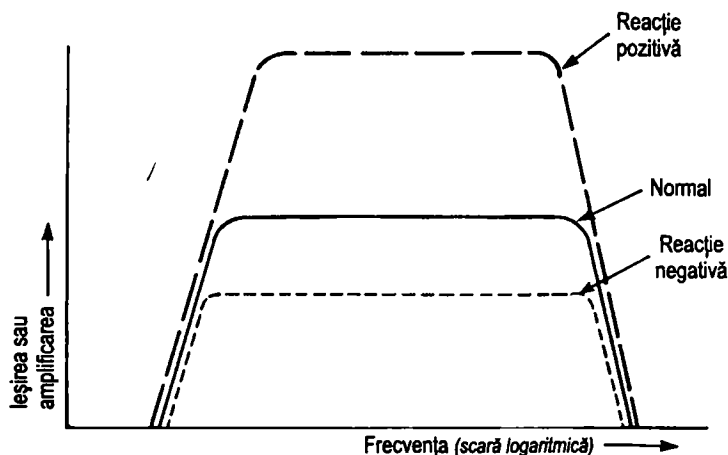


Figura 5.10 Efectul reacției asupra curbei de răspuns în frecvență

Oscilatoare

Acestea sunt amplificatoare cu o reacție pozitivă atât de puternică încât apare un semnal de ieșire fără a exista un semnal „extern” la intrare (figura 5.11). Nivelul semnalului de ieșire este determinat atât de câștigul amplificatorului cât și de rețeaua de reacție.

Așa cum se va explica în capitolul 32, oscilatoarele sinusoidale folosesc circuite acordate pentru a selecta frecvența de oscilație. Frecvența de oscilație se poate schimba modificând valorile componentelor din circuitul acordat.

Oscilatoarele de unde dreptunghiulare nu folosesc circuite acordate. În schimb, se folosește o rețea RC de reacție, de exemplu ca în cazul multivibratoarelor. Forma semnalului, adică factorul de umplere și frecvența undelor dreptunghiulare sunt determinate de valorile R și C utilizate.

O condiție importantă a unui oscilator este ca frecvența să fie foarte stabilă atât timp cât el funcționează. Modificări ale frecvenței unui oscilator apar din două motive. În primul rând, modificările de temperatură pot conduce la variații ale valorilor componentelor și aceasta produce **modificarea frecvenței** (fenomen numit *drift* sau *fugă de frecvență*). Fuga de frecvență poate fi depășită dacă se folosesc circuite de compensare care să contrabalanseze aceste modificări și să păstreze frecvența constantă în toată gama de temperaturi, sau dacă se plasează componentele care determină frecvența într-o incintă cu temperatură constantă.

În al doilea rând, schimbări pot apărea datorită unei încărcări (sarcini) incorecte a oscilatorului. Aceasta este o **influențare** a oscilatorului de către sarcină (*pulling*). Pentru a preveni acest fenomen, se folosește un etaj tampon (*buffer*), așa cum se arată în figura 5.12. Etajul tampon prezintă către oscilator încărcarea corectă, indiferent de mărimea sarcinii finale.

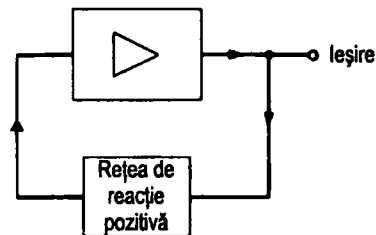


Figura 5.11 Oscilatorul

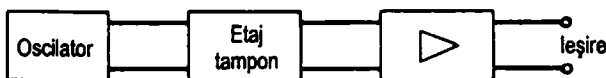


Figura 5.12 Folosirea unui etaj tampon

Generatoare de semnal de audio-frecvență

Un oscilator de a.f. (figura 5.13) generează semnalul și determină frecvența. Semnalul este amplificat de amplificatorul de tensiune pentru a furniza excursia de tensiune necesară comenzii etajului de ieșire. Etajul de ieșire este un amplificator de putere care „pompează” putere în sarcină. Oscilatorul a.f., amplificatorul de tensiune și etajul de putere final sunt alimentate cu puterea c.c. necesară de la o sursă de alimentare de c.c.

Înainte de a alimenta sarcina cu semnal, acesta trece printr-un atenuator. Atenuatorul este o rețea pasivă (deci nealimentată cu c.c.), care controlează nivelul semnalului de ieșire. El conține (a) un atenuator în trepte care controlează atenuarea în pași de 20 dB, adică de factor 10 și (b) un atenuator continuu, care oferă controlul fin și continuu al atenuării pentru fiecare nivel de ieșire.

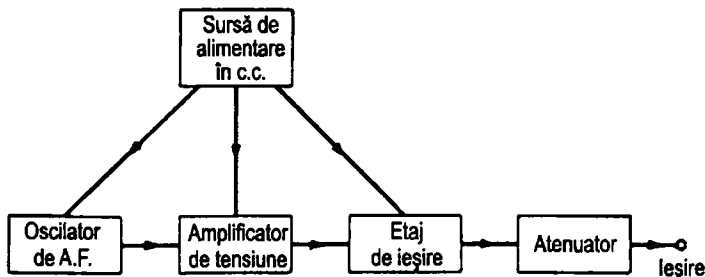


Figura 5.13 Generator de semnal de a.f.

Rezonanță serie

Fie rețeaua rezistivă din figura 6.1 cu rezistența R în serie cu bobina L și cu condensatorul C . Rezistența R poate fi chiar o rezistență sau poate reprezenta rezistența unei bobine. Valoarea R este independentă de frecvență și rămâne constantă la toate frecvențele. Reactanțele pentru L și C , pe de altă parte, depind de frecvență. Prin urmare, pe măsură de frecvența crește, pornind de la zero Hz (c.c.), reactanța lui L crește și cea a lui C scade până la o frecvență f_0 la care ambele reactanțe, X_L și X_C devin egale. La această frecvență se spune că circuitul este la rezonanță, iar f_0 este numită frecvență de rezonanță.

Fiind în antifază una față de cealaltă, X_L și X_C se anulează reciproc, rezultând o impedanță pur rezistivă, $Z = R$. Cu Z la această valoare minimă, curentul prin circuit este maxim, dând curba de răspuns din figura 6.2. Deoarece un circuit rezonant serie are la rezonanță curentul maxim, el se mai numește uneori și circuit **acceptor**.

Rezonanță paralel

Rezonanța se poate obține și cu un circuit paralel, ca în figura 6.3. La o frecvență precizată, determinată de valorile lui L și C , reactanțele lui L și C se anulează și se produce fenomenul de rezonanță. Impedanța este acum la maxim, dând o tensiune maximă. Circuitul se mai numește de aceea și **rejector**, cu un răspuns în frecvență ca în figura 6.4.

Atât pentru circuitul rezonant serie cât și pentru cel paralel, frecvența de rezonanță este dată de:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

Fiind date $L = 10 \text{ mH}$ și $C = 1 \text{ }\mu\text{F}$, atunci

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \times \sqrt{10 \times 10^{-3} \times 1 \times 10^{-6}}} \text{ Hz} = \frac{1}{2\pi \sqrt{10^{-8}}} \text{ Hz} = \frac{1}{2\pi \times 10^{-4}} \text{ Hz} = \frac{10^4}{2\pi} \text{ Hz} = 1,59 \text{ kHz}$$

De remarcat că valoarea rezistenței din circuit nu afectează frecvența la care apare rezonanța.

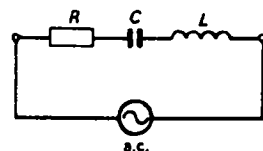


Figura 6.1 Rezonanță serie

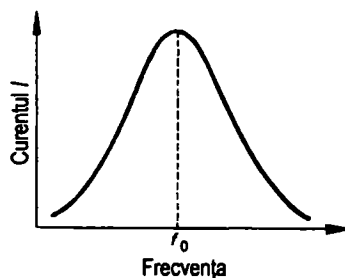


Figura 6.2 Curba de răspuns a unui circuit rezonant serie

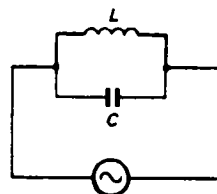


Figura 6.3 Rezonanță paralel

Lărgimea de bandă și selectivitatea

Circuitele rezonante sunt folosite mai ales pe post de circuite acordate datorită răspunsului lor selectiv în frecvență. În mod normal, sunt folosite circuitele acordate paralel, deoarece ele au o impedanță mare și, prin urmare, dau o tensiune mare la ieșire. Răspunsul în frecvență al unui circuit acordat este prezentat în figura 6.5.

Lărgimea de bandă este considerată între punctele la -3 dB, așa cum se vede în figură. Selectivitatea unui circuit acordat se măsoară prin capacitatea lui de a rejecta frecvențele adiacente în favoarea unei frecvențe de acord cerută. Un circuit mai selectiv are o bandă mai îngustă în comparație cu un circuit mai puțin selectiv, care are o bandă mai largă. Selectivitatea este măsurată prin factorul de calitate Q , definit ca (figura 6.5):

$$\text{Factorul } Q = \frac{\text{Frecvența de rezonanță}}{\text{Lărgimea de bandă}} = \frac{f_0}{\Delta f}$$

Prin urmare, un circuit cu selectivitate mare are un factor Q mare; un circuit mai puțin selectiv are un factor de calitate Q mai mic.

Amortizare

Atunci când este necesară o bandă mai largă, de exemplu pentru un receptor TV, sunt necesare circuite acordate cu un factor Q mai mic. Se poate micșora factorul Q prin șuntarea circuitului acordat cu o rezistență R , ca în figura 6.6(a). Această rezistență are un efect de amortizare a curbei (damping), făcând circuitul mai puțin selectiv, după cum se prezintă în figura 6.6(b)

Oscilații amortizate

Să considerăm un circuit rezonant la frecvența de 1 kHz. De vreme ce circuitul rejectează toate celelalte frecvențe, singurul semnal care poate apărea la capetele lui este sub forma unei unde sinusoidale cu frecvența de 1 kHz. O astfel de ieșire se poate obține prin alimentarea circuitului cu o energie de

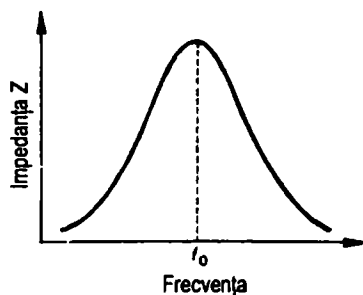


Figura 6.4 Curba de răspuns a unui circuit rezonant paralel

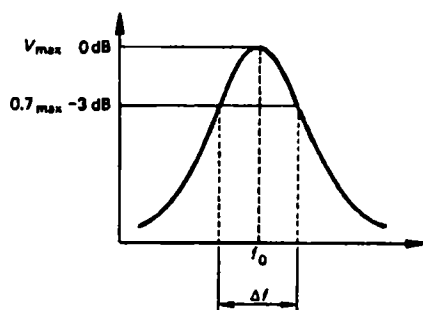


Figura 6.5 Curba de răspuns în frecvență a unui circuit acordat. Banda este egală cu Δf

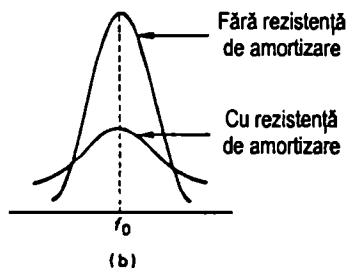
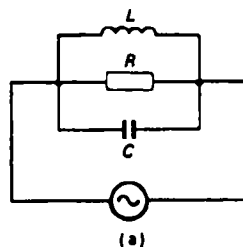


Figura 6.6 Efectul de amortizare a unui circuit acordat

c.a. care îl face să oscileze sinusoidal. O astfel de energie poate fi sub forma unei unde sinusoidale pe frecvența de rezonanță sau sub forma unei unde complexe care să aibă o armonică pe frecvența de rezonanță.

Figura 6.7 arată un circuit rezonant acordat pe 3 kHz alimentat cu o undă dreptunghiulară de 1 kHz. Circuitul rezonant va oscila pe armonica a treia a unei dreptunghiulare (adică 3 kHz) producând oscilații întreținute precum cele din figură.

Figura 6.8 arată același circuit acordat, de data aceasta alimentat cu o treaptă de tensiune generată de închiderea comutatorului S. Treapta de tensiune conține un număr infinit de armonici care excită circuitul acordat să oscileze la frecvența

lui de rezonanță de 3 kHz. Totuși, oscilațiile sunt amortizate, adică se reduc treptat până la dispariție, deoarece energia de c.a. produsă de treapta de tensiune este pierdută treptat datorită pierderilor mici din L și C , ca și prin rezistența conductoarelor de conexiune etc. După un timp, oscilațiile dispar complet. Se poate produce un alt set de oscilații amortizate prin deschiderea comutatorului S.

Oscilațiile amortizate apar ori de cât ori energia cu care se alimentează circuitul rezonant nu este suficient de mare sau nu se repetă suficient de des pentru a compensa pierderile din circuit.

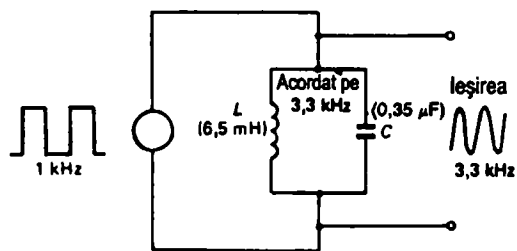


Figura 6.7 Un circuit acordat oscilând pe armonica a treia a semnalului de intrare

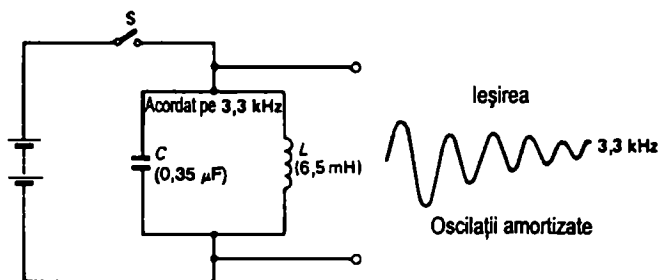


Figura 6.8 Oscilații amortizate produse de un circuit acordat alimentat cu o treaptă de tensiune

Electromagnetism

Când un curent trece printr-un conductor, în jurul lui se produce un câmp magnetic (figura 7.1). Direcția câmpului magnetic este determinată de direcția curentului electric.

Notația pentru direcția curentului electric printr-un conductor este prezentată în figura 7.2. Punctul din figura (a) este interpretat ca vârful unei săgeți, iar crucea din figura (b) este interpretată drept coada săgeții. Sensul de înaintare a săgeții corespunde sensului curentului electric.

Câmpul magnetic care înconjoară un conductor prin care trece un curent electric este prezentat în figura 7.3. Direcția câmpului magnetic poate fi ușor memorată dacă ne gândim la sensul uzual de înșurubare (de exemplu al unui tirbușon). Pentru figura 7.3(a), pentru a înșuruba în direcția curentului, tirbușonul trebuie rotit în sensul acelor de ceasornic, adică în sensul câmpului magnetic. Pentru figura 7.3(b), imaginați-vă deșurubarea unui șurub – mișcarea este în sens invers acelor de ceasornic.

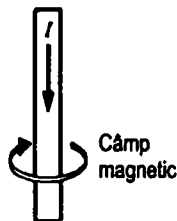


Figura 7.1 Câmp magnetic datorat curentului electric



Figura 7.2 (a) Curent care iese; (b) Curent care intră

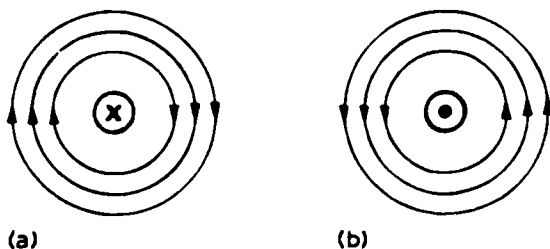


Figura 7.3 Câmpul magnetic în jurul unui conductor parcurs de un curent electric

Câmpul produs de doi conductori paraleli

(i) Curenții au același sens

Figura 7.4(a) prezintă doi conductori așezați alături unul de celălalt, cu câmpurile magnetice ale fiecăruia desenate separat. Cele două câmpuri se opun unul altuia între cele două conductoare și se anulează reciproc.

Rezultatul este un singur câmp care înconjoară ambele conductoare, așa cum se arată în figura (b). Dacă direcția curenților se schimbă, direcția câmpului magnetic se va schimba și ea, ca în figura 7.4 (c).

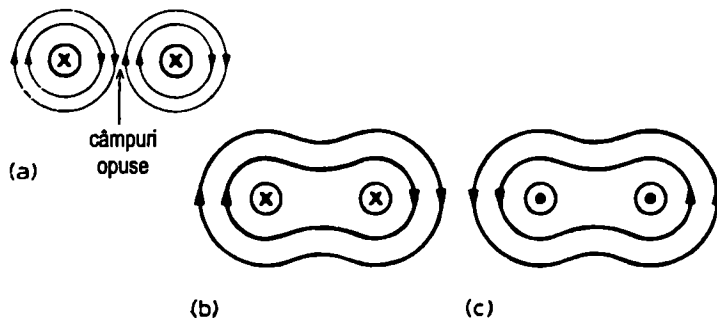


Figura 7.4

(a) Două conductoare cu curenții circulând în aceeași direcție; (b) și (c) prezintă câmpul magnetic rezultat

(ii) Curenții au sensuri opuse

Figura 7.5 arată câmpul magnetic al fiecărui conductor separat. De data aceasta, cele două câmpuri se adună între conductoare; câmpul rezultat este arătat în figura (b), câmpul magnetic fiind mai puternic între conductoare.

Câmpul produs de un solenoid

Un solenoid este o bobină din sârmă, precum cea din figura 7.6. Când un curent electric trece prin el, solenoidul se comportă ca o bară magnetică, cu poli Nord și Sud. Câmpul său magnetic este identic cu cel al unui magnet permanent. Câmpul magnetic poate fi făcut mai puternic dacă se înfășoară bobina în jurul unui miez magnetic, confecționat dintr-un material cum ar fi oțelul sau fierul. Câmpul magnetic este, de asemenea, determinat de numărul de spire ale bobinei și de intensitatea curentului.

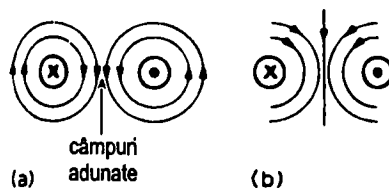


Figura 7.5 (a) Două conductoare parcurse de curenți în sensuri opuse; (b) Câmpul magnetic rezultat

Electromagnetul

Una dintre utilizările solenoidului este electromagnetul. Un material magnetic moale, cum ar fi un fier moale se folosește ca miez. Solenoidul se comportă ca un magnet numai atunci când este parcurs de un curent prin bobină. Electromagneții sunt folosiți la sonerii electrice și la rele.

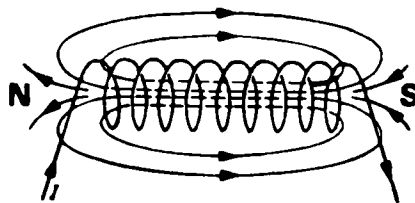


Figura 7.6 Câmpul magnetic în jurul unui solenoid

Un conductor în interiorul unui câmp magnetic

Figura 7.7 arată un conductor parcurs de un curent electric așezat în interiorul unui câmp magnetic. Se poate observa cum câmpul magnetic al conductorului se adună cu câmpul magnetic al magnetului permanent în zona de deasupra conductorului, în timp ce în zona de sub conductor cele două câmpuri se opun. Prin urmare, va rezulta un câmp magnetic mai puternic deasupra conductorului și un câmp mai slab sub el (figura 7.8).

Dacă se inversează sensul curentului prin conductor, câmpul magnetic va avea aceeași formă, dar va fi mai puternic sub conductor.

Câmpul magnetic, curentul și mișcarea

Asupra unui conductor așezat într-un câmp magnetic va acționa o forță care va încerca să-l deplaseze dinspre zona cu câmp magnetic mai puternic către zona cu câmp mai slab, așa cum se arată în figura 7.8. Direcția forței depinde atât de direcția curentului electric cât și de direcția câmpului magnetic. Mărima forței depinde atât de intensitatea câmpului magnetic cât și de mărimea curentului electric prin conductor.

Principiul prin care se produce mișcarea unui conductor într-un câmp magnetic la trecerea curentului electric prin conductor se numește principiul **motor** și este folosit la motoarele electrice, la aparatele de măsură cu bobine mobile și la alte dispozitive.

Dacă un conductor se mișcă într-un câmp magnetic, în conductor ia naștere un curent electric. Acest fenomen este numit principiul **generator** și este folosit în dinamuri și alternatoare.

Forța electromotoare (t.e.m.) indusă

Până acum a fost luat în considerare numai câmpul magnetic datorat curentului continuu. Direcția câmpului magnetic este determinată de direcția c.c. Când se folosește un curent alternativ, se generează un câmp magnetic alternativ. Dacă o bobină separată este din nou plasată în acest câmp magnetic, în bobină se va induce o forță electromotoare (o tensiune). Cu alte cuvinte, dacă două bobine separate sunt așezate aproape una de cealaltă, așa cum se arată în figura 7.9, atunci aplicarea unei tensiuni alternative la capetele uneia dintre înfășurări, W_1 , va conduce la apariția unei noi tensiuni alternative (t.e.m. indusă) care va putea fi măsurată la capetele celeilalte bobine W_2 . Acesta este principiul transformatorului.

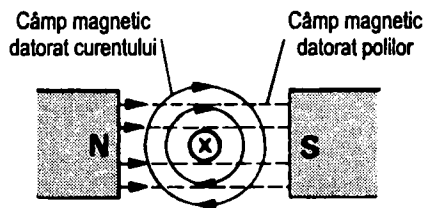


Figura 7.7 Un conductor într-un câmp magnetic

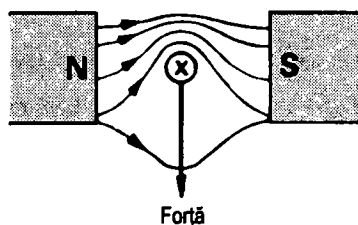


Figura 7.8 Câmpul rezultat

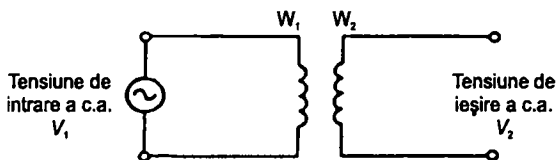


Figura 7.9 Tensiunea electromotoare indusă

Transformatorul

Un transformator este construit din două înfășurări separate, numite *primar* și *secundar*. Tensiunea de intrare (c.a.) este aplicată primarului, producând un câmp magnetic variabil. Acest câmp magnetic variabil interacționează cu înfășurarea secundară, inducând o tensiune

de c.a. în aceasta. Tensiunea indusă în secundar are aceeași frecvență cu tensiunea de intrare, dar amplitudinea ei este determinată de numărul de spire, atât din secundar cât și din primar.

Dacă tensiunea de intrare din primar este V_1 ,
 tensiunea de ieșire din secundar este V_2 ,
 numărul de spire din primar este T_1 ,
 numărul de spire din secundar este T_2 , atunci

$$\frac{V_1}{V_2} = \frac{T_1}{T_2}.$$

De asemenea, $\frac{I_1}{I_2} = \frac{T_2}{T_1}$, unde I_1 și I_2 sunt intensitățile curenților prin primar, respectiv secundar.

Randamentul transformatorului

Relațiile de mai sus presupun că eficiența transformatorului este 100%, adică nu există pierderi de putere. Prin urmare

puterea de intrare $V_1 \times I_1$ = puterea de ieșire $V_2 \times I_2$

În practică, transformatoarele au o eficiență (sau randament) situată între 96% și 99 %.

Pentru a îmbunătăți eficiența, atât primarul cât și secundarul se bobinează pe același miez magnetic, așa cum se poate vedea în figura 7.10.

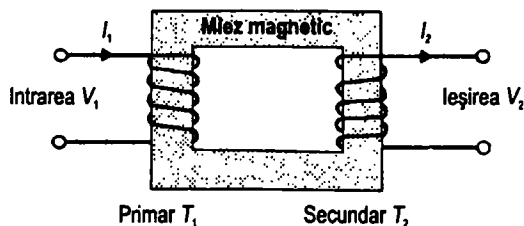


Figura 7.10 Transformatorul

Transformatorul ridicător și coborător de tensiune

Un transformator ridicător produce o tensiune mai mare la ieșire (în secundar) decât tensiunea de la intrare (în primar). Pentru a face posibil acest lucru, numărul de spire din secundar trebuie să fie mai mare decât numărul de spire din primar.

Un transformator coborător produce o tensiune mai mică la ieșire decât la intrare, deoarece are un număr mai mic de spire în secundar decât în primar.

Raportul impedanțelor

Fie transformatorul din figura 7.11, cu o rezistență de sarcină r_2 conectată la secundar. Privind către primar, se observă o rezistență de intrare r_1 , care este echivalentă valorii r_2 atunci când este transferată în primar. Raportul r_1/r_2 se numește raportul rezistențelor sau raportul impedanțelor transformatorului. Acest raport poate fi dedus după cum urmează; deoarece $V_1/I_1 = r_1$ și $V_2/I_2 = r_2$, rezultă că

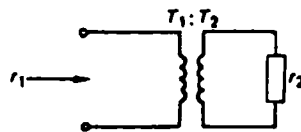


Figura 7.11 Raportul impedanțelor
 $r_1 / r_2 = T_1^2 / T_2^2 = n^2$

$$\frac{r_1}{r_2} = \frac{V_1}{I_1} + \frac{V_2}{I_2} = \frac{V_1}{I_1} \times \frac{I_2}{V_2} = \frac{V_1}{V_2} \times \frac{I_2}{I_1}.$$

Dar $V_1/V_2 = T_1/T_2 = n$ și $I_2/I_1 = T_1/T_2 = n$, prin urmare

$$r_1/r_2 = n \times n = n^2.$$

De exemplu, dacă $r_2 = 100 \, \Omega$ și raportul de transformare $T_1/T_2 = n = 2$, atunci privind dinspre înfășurarea primarului, transformatorul va fi văzut ca o rezistență $r_1 = 100 \, \Omega \times 2^2 = 100 \times 4 \, \Omega = 400 \, \Omega$.

Autotransformatorul

Un autotransformator poate fi realizat cu o singură înfășurare folosind o priză, așa cum se arată în figura 7.12. T_1 este numărul de înfășurări ale primarului, iar T_2 este numărul de spire ale secundarului. Tensiunile, curenții, impedențele și raportul de transformare au aceleași relații ca și în situația unui transformator obișnuit.

Figura 7.13 prezintă un alt tip de transformator, cu o singură înfășurare, dar cu mai multe prize. Rapoartele tensiunilor și curenților sunt din nou determinate de rapoartele înfășurărilor, adică $v_1/v_a = T_1/T_a$, $v_1/v_b = T_1/T_b$ și așa mai departe.

Transformatorul cu priză mediană

Figura 7.14 arată un transformator cu o priză la mijlocul înfășurării secundare. Pe fiecare jumătate a secundarului se produce câte o tensiune, v_a și v_b . Raportul între tensiunea de intrare și tensiunile de ieșire este dat de raportul înfășurărilor, deci:

$$\frac{v_1}{v_a} = \frac{T_1}{T_a} \text{ și } \frac{v_1}{v_b} = \frac{T_1}{T_b}$$

unde T_1 , T_a , și T_b sunt numerele de spire din primar, secundarul a și, respectiv, secundarul b . Deoarece priza este la jumătatea secundarului, v_a și v_b au amplitudini egale. Dacă centrul (priza) este pus la masă, așa cum se vede în Figura 7.14, cele două ieșiri ale transformatorului au forme de undă în antifază.

EXEMPLU

Considerați figura 7.15. (a) Calculați tensiunea între prizele B și C ale transformatorului. (b) Dacă între prizele A și B sunt 30 de spire, câte spire are întreg secundarul?

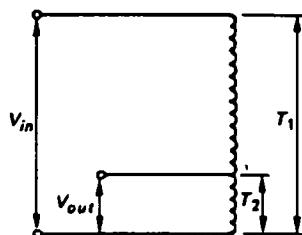


Figura 7.12 Autotransformatorul

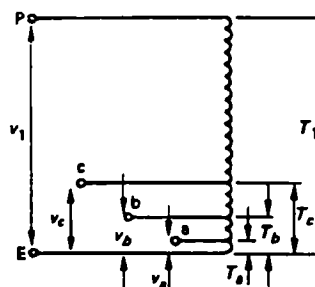


Figura 7.13 Autotransformator cu prize multiple

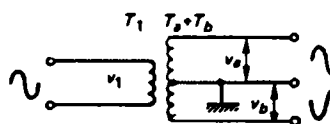


Figura 7.14 Transformator cu priză mediană

Soluție

(a) Tensiunea între B și C este $v_{BC} = v_{AD} - v_{AB} - v_{CD} = 36 \text{ V} - 6 \text{ V} - 12 \text{ V} = 18 \text{ V}$.

(b) $v_{AB} / v_{AD} = \text{numărul de spire între A și B} / \text{numărul de spire între A și D}$.

Prin urmare $6 \text{ V} / 36 \text{ V} = 30 / T_{AD}$ sau $T_{AD} = 30 \times 36 / 6 \text{ spire} = 180 \text{ spire}$.

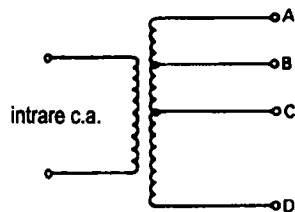


Figura 7.15 $v_{AD} = 36 \text{ V}$,
 $v_{AB} = 6 \text{ V}$, $v_{CD} = 12 \text{ V}$

Circuitul magnetic

Este acceptat faptul că, într-un circuit magnetic, fluxul magnetic (sau câmpul magnetic), măsurat în Tesla, este creat de o forță numită forță magneto-motoare (f.m.m.). Un circuit magnetic este de obicei comparat cu un circuit electric, unde fluxul corespunde curentului și forța magneto-motoare f.m.m. corespunde tensiunii electromotoare (t.e.m.) La fel cum se spune că un circuit electric are o rezistență electrică, tot așa se spune despre un circuit magnetic că are o **reluctanță** S , care corespunde rezistenței R . De exemplu, un material magnetic cum este fierul moale, are o reluctanță mică, adică o rezistență scăzută la fluxul magnetic.

Permeabilitate

Permeabilitatea unui material este o măsură a ușurinței cu care acesta poate fi magnetizat. De exemplu, fierul moale și alte materiale electromagnetice, cum ar fi ferita, au permeabilitatea mare. Aceste materiale sunt folosite în transformatoare, bobine, relee și în antenele cu ferită. Pe de altă parte, materialele ne-magnetice au permeabilitate scăzută. Materialele magnetice de tipul oțelurilor silicioase au capacitatea de a-și menține magnetismul și, prin urmare, sunt folosite ca magneți permanenți în difuzoare, instrumente cu magneți mobili etc.

Ecranare

Să considerăm un cilindru gol, precum cel arătat în figura 7.16, așezat într-un câmp magnetic. Dacă cilindrul este realizat dintr-un material cu reluctanță magnetică slabă, atunci câmpul se va concentra prin corpul cilindrului, fără ca fluxul magnetic să mai treacă prin interiorul

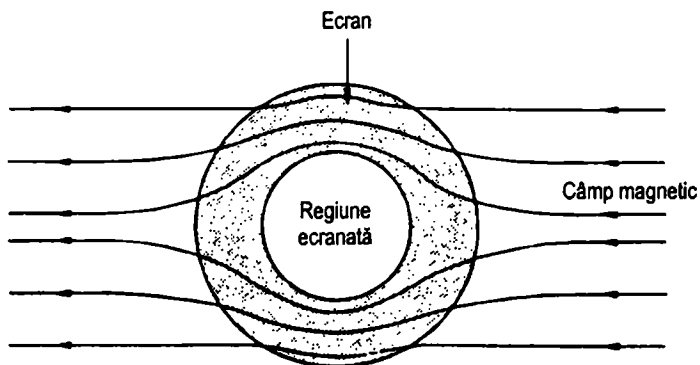


Figura 7.16 Ecranarea
magnetică

cilindrului. În consecință, un corp așezat în spațiul din cilindru va fi ecranat (izolat) de câmpul magnetic din jurul cilindrului. Astfel de ecrane, numite ecrane magnetice, se folosesc pentru a proteja dispozitive cum ar fi tuburile catodice, bobinele mobile din aparatele de măsură, sau un difuzor față de câmpul magnetic exterior.

În transformatoare se folosește alt tip de ecranare, numită ecranare electrostatică sau electrică. Între primar și secundar este plasat un ecran de tablă subțire de cupru, după cum se arată în figura 7.17. Prin punerea ecranului la masă, efectul capacității care există între cele două înfășurări datorită diferenței de potențial, este minimizat. Ecranarea electrostatică este, de asemenea, folosită la cablurile coaxiale și ori de câte ori conductoare de potențiale diferite sunt plasate în apropiere.

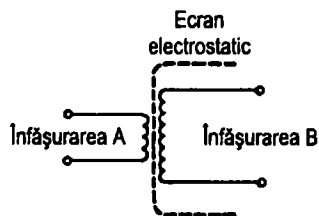


Figura 7.17 Ecranarea electrostatică la un transformator

Impedanța de intrare și de ieșire

Orice dispozitiv, pornind de la un simplu amplificator până la un televizor complex, poate fi reprezentat ca o cutie cu două borne de intrare și două borne de ieșire (figura 8.1) și având o impedanță de intrare Z_{in} și o impedanță de ieșire Z_o . Acum, Z_{in} este impedanța pe care o vedem considerând terminalele AB și Z_o este impedanța văzută la terminalele CD. În ceea ce privește semnalul de intrare, Z_{in} este o impedanță de sarcină. În ceea ce privește etajele conectate în continuare, dispozitivul poate fi privit ca un generator de semnal, cu impedanța internă Z_o .

În multe cazuri, de exemplu în amplificatoarele de putere sau în antenele care furnizează semnalul aparaturilor de radio sau TV, dorim să transferăm putere de la un etaj la celălalt. În aceste cazuri este important să se transfere maximum de putere posibil. Acesta este scopul adaptării impedanțelor sau al transferului maxim de putere. Adaptarea sau transferul maxim de putere apare atunci când impedanța de ieșire a unui etaj este egală cu impedanța de intrare a etajului următor (figura 8.2).

Pentru ilustrarea acestei idei, să considerăm circuitul din figura 8.3, unde un generator având impedanța internă $r = 10 \Omega$ și o t.e.m. $e = 3 \text{ V}$ este folosit pentru a alimenta o rezistență R . Transferul maxim de putere are loc atunci când rezistența R este egală cu impedanța internă (sau de ieșire) a generatorului.

Pentru $R = 10 \Omega$, tensiunea pe R , $V_R = 3/2 \text{ V} = 1,5 \text{ V}$. Prin urmare, puterea transferată în sarcină este

$$\frac{V^2}{R} = \frac{1,5 \text{ V} \times 1,5 \text{ V}}{10 \Omega} = \frac{2,25}{10} \text{ W} = 0,225 \text{ W} = 225 \text{ mW}$$

De remarcat că puterea disipată în sarcină este aceeași cu cea disipată pe rezistența internă r , atunci când sarcina este corect adaptată.

Pentru orice altă valoare a lui R , puterea de ieșire va fi mai mică de 225 mW. Pentru $R = 20 \Omega$

$$V_R = \frac{3}{10+20} \times 20 \text{ V} = \frac{3 \times 20}{30} = 2 \text{ V},$$

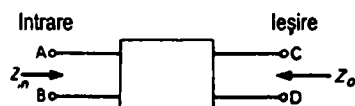


Figura 8.1 Impedanțele de intrare și de ieșire Z_{in} și Z_o

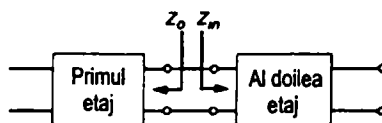


Figura 8.2 Pentru adaptare $Z_o = Z_{in}$

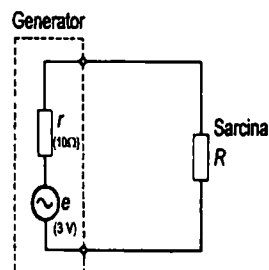


Figura 8.3

ceea ce conduce la o putere de ieșire de

$$\frac{V^2}{R} = \frac{2V \times 2V}{20\Omega} = \frac{4V^2}{20\Omega} = 0,2W = 200mW$$

În mod similar, dacă R este redusă în valoare, să zicem la $10/2$ sau 5Ω , atunci puterea de ieșire se va reduce la 200 mW .

Transformator de adaptare

Pentru a asigura adaptarea între două etaje sau între o sarcină și un etaj de ieșire al unui circuit, se folosește uneori un transformator ca *dispozitiv de cuplaj*. Figura 8.4 prezintă un amplificator de putere care alimentează un difuzor (ca sarcină). Să presupunem că folosim un difuzor de 10Ω cu un amplificator care are o impedanță de ieșire de 1000Ω . Pentru ca să avem adaptare, raportul de transformare $T_1/T_2 = n$ trebuie să aibă o valoare astfel încât să prezinte către amplificator 1000Ω .

Dar $n^2 = r_1/r_2 = 1000/10 = 100$, prin urmare $n = \sqrt{100} = 10$.

Cu alte cuvinte, trebuie folosit un transformator coborât, având raportul de transformare de $10:1$.

De remarcat că în toate cazurile în care un amplificator alimentează o sarcină mai mică decât impedanța sa de ieșire (ceea ce se întâmplă de fapt în majoritatea cazurilor), trebuie folosit pentru adaptare un transformator **coborât** de tensiune.

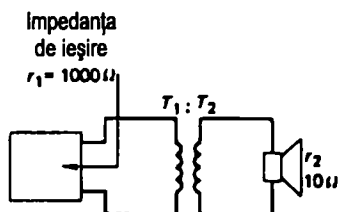


Figura 8.4 Transformator de adaptare cu raportul de transformare 10:1

Exemple

EXEMPLUL 1

Figura 8.5 arată un amplificator alimentând un difuzor de 8Ω în serie cu o rezistență de 7Ω .

(a) Definiți rolul lui R .

(b) Care este principalul dezavantaj al folosirii acestei metode?

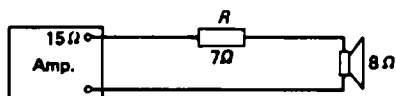


Figura 8.5

Soluție

(a) Rolul lui R este de a face ca amplificatorul să transfere maximum de putere la ieșire.

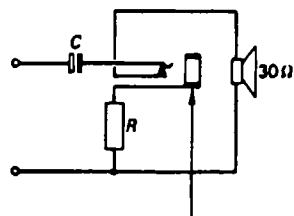
(b) Dezavantajul este că aproape jumătate din putere se pierde pe rezistență.

EXEMPLUL 2

Figura 8.6 expune o metodă pentru realizarea unei facilități de conectare a căștilor. Stabiliți valoarea lui R dacă impedanța căștilor este de 8Ω .

Soluție

$$R = 30\Omega - 8\Omega = 22\Omega$$



Soclu de cască

Figura 8.6

EXEMPLUL 3

Fie figura 8.7. Cum trebuie conectate două difuzoare de $15\ \Omega$ la ieșirea transformatorului prezentat?

Soluție

Pentru a obține adaptare, impedanța de ieșire prezentată de transformator trebuie să fie egală cu rezistența de sarcină. Aceasta se poate face prin conectarea celor două difuzoare în paralel, obținând astfel $7,5\ \Omega$. Conectarea se va face între priza comună și priza notată $7,5\ \Omega$.

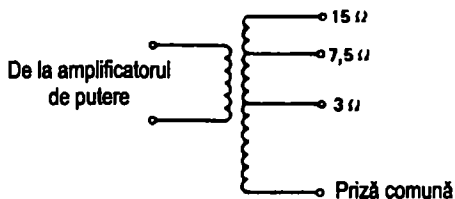


Figura 8.7

EXEMPLUL 4

Figura 8.8 arată o rețea divizoare de semnal prin care o sarcină suplimentară este adaptată pentru a încărca aceeași sursă. Calculați valoarea lui R .

Soluție

Pentru adaptare, rezistența totală conectată la AE trebuie să fie $75\ \Omega$. Rezistența totală R_{BE} între B și E (peste cele două ramuri) este

$$\frac{1}{2}(R + 75) = \frac{R}{2} + \frac{75}{2}.$$

Rezistența totală între AE este

$$R_{AE} = R + R_{BE} = R + \frac{R}{2} + \frac{75}{2} = \frac{3R}{2} + \frac{75}{2}.$$

Dar pentru adaptare, $R_{AE} = 75\ \Omega$. Prin urmare

$$75 = \frac{3R}{2} + \frac{75}{2}$$

$$\text{adică } \frac{3R}{2} = 75 - \frac{75}{2} = \frac{75}{2}, \text{ deci}$$

$$R = \frac{75\Omega}{2} = 37,5\ \Omega.$$

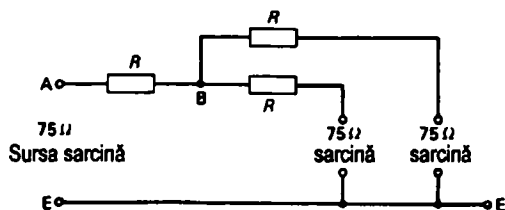


Figura 8.8

Limitatoare

Procesul de aplatizare a unuia sau a ambelor vârfuri ale unei unde de curent alternativ se numește limitare (în engl., *clipping*). Limitarea se obține, așa cum am văzut în capitolul precedent, prin supraîncărcarea unui amplificator. O limitare foarte accentuată, cum este cea din figura 9.1 (c) poate genera o aproximare a unei unde dreptunghiulare.

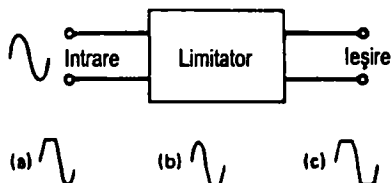


Figura 9.1 Limitarea

Axarea

Un circuit de axare (*clamping*) mai este numit și circuit de refacere a componentei continue, sau a nivelului de c.c. El are rolul de a introduce într-un semnal de c.a. un nivel de c.c. pe care semnalul nu îl avea înainte. De exemplu, circuitele de axare se folosesc în receptoarele TV pentru a reface nivelul continuu al semnalului video (figura 9.2)

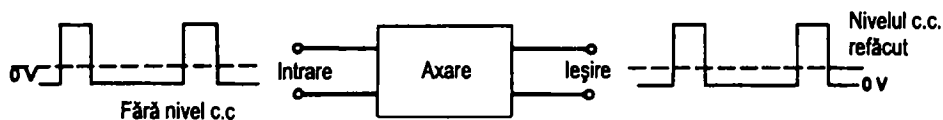


Figura 9.2 Axarea

Cuplajul în c.a.

Reversul unui circuit de axare este un circuit de cuplaj în c.a., care are menirea de a elimina componenta continuă a semnalului de intrare (figura 9.3). Cuplajul în c.a. este de obicei realizat cu un simplu condensator, care blochează trecerea c.c., permițând însă trecerea componentei c.a.

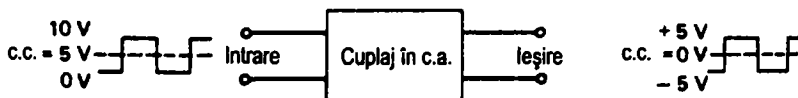


Figura 9.3 Circuit de cuplaj în c.a.

Redresarea

Redresarea este procesul de transformare a curentului alternativ în curent continuu prin permiterea trecerii curentului într-o singură direcție. Redresoarele sunt folosite în sursele de alimentare de c.c. și pentru multe alte scopuri, cum ar fi demodularea.

Redresarea se poate realiza în două moduri.

- (a) Redresare simplă (sau mono-) alternanță, care elimină din semnal fie alternanța pozitivă fie pe cea negativă. La ieșire se transferă numai una dintre jumătățile ciclului, ca în figura 9.4.

O astfel de formă de undă are un nivel continuu egal cu 0,318 (aproximativ 1/3) din valoarea de vârf.

- (b) Redresare dublă alternanță, care reproduce ambele jumătăți ale ciclului, dar ambele în aceeași direcție (figura 9.5). Nivelul c.c. este acum dublu, de 0,636 (aproximativ 2/3) din valoarea de vârf.

Redresarea mono-alternanță produce un semnal care prezintă aceeași frecvență cu semnalul inițial, în timp ce redresarea dublă alternanță dublează frecvența semnalului.

Filtrarea

În electronică este adesea necesară separarea unei benzi de frecvențe de altă bandă de frecvențe. Un filtru permite trecerea unor frecvențe prin el și oprește trecerea altor frecvențe. Există trei tipuri principale de filtre.

- (a) **Filtrul trece sus** – permite numai trecerea frecvențelor înalte prin el și le oprește să treacă pe cele joase. Pentru o formă de undă complexă de intrare, care conține armonici, vor trece numai armonicile de frecvență mare, în timp ce fundamentală și armonicile mici vor fi puternic atenuate.
- (b) **Filtrul trece jos** – permite trecerea frecvențelor joase prin el și le oprește să treacă pe cele înalte. Pentru o formă de undă complexă de intrare, vor trece numai fundamentală și armonicile mici, în timp ce armonicile mai înalte vor fi puternic atenuate.
- (c) **Filtrul trece bandă** – permite numai trecerea frecvențelor aflate într-o anumită bandă, în timp ce frecvențele din afara acelei benzi (sub sau peste banda filtrului) sunt puternic atenuate.

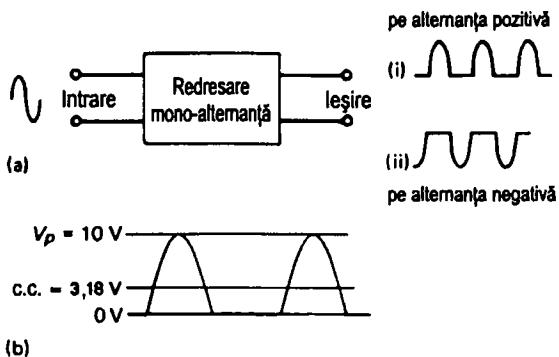


Figura 9.4 (a) Redresare mono-alternanță; (b) nivelul c.c. de 0,318 V_p

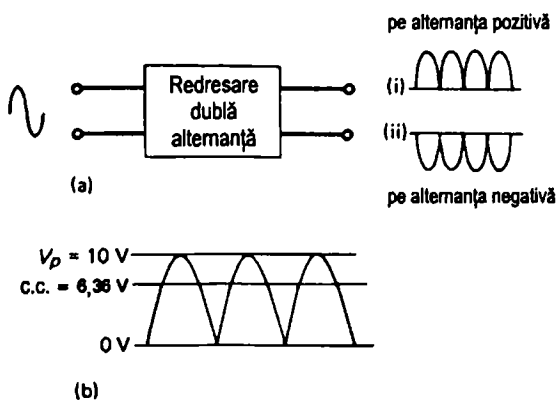


Figura 9.5 (a) Redresare dublă alternanță (b) nivelul c.c. de 0,636 din V_p

Unde dreptunghiulare

Așa cum am văzut în capitolul 3, undele dreptunghiulare sunt unde complexe care constau din fundamentală și un număr infinit de armonici impare. Undele dreptunghiulare constau, cu alte cuvinte, din componente de frecvențe joase (fundamentală și armonicile joase) și componente de frecvențe înalte (armonicile înalte). Pe unda dreptunghiulară însăși, componentele de frecvențe joase sunt reprezentate de palierele de sus și de jos ale undei, iar componentele de frecvențe înalte sunt reprezentate de fronturile rapid crescătoare sau descrescătoare ale undei.

Când o undă dreptunghiulară trece printr-un filtru, unele dintre componentele ei vor fi eliminate, în funcție de tipul de filtru utilizat.

Circuit de derivare (derivator)

Derivatorul este un filtru trece sus, care atunci când are la intrare un semnal dreptunghiular, reproduce la ieșire numai componentele de frecvență înaltă, adică fronturile rapid crescătoare sau descrescătoare ale semnalului, sub forma unor vârfuri pozitive sau negative, ascuțite (*spikes*). Semnalul de la ieșire are forma impulsurilor sau vârfurilor de scurtă durată prezentate în figura 9.6. Fiecare ciclu de la intrare produce două vârfuri la ieșire, unul pozitiv și unul negativ, de amplitudini egale cu cele de la intrare.

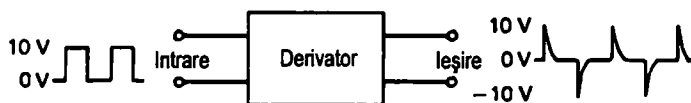


Figura 9.6 Derivator

Circuit de integrare (integrator)

Integratorul este un filtru trece jos, care, atunci când la intrare se aplică un semnal dreptunghiular, reproduce la ieșire numai componentele de frecvență joasă, respectiv partea mai plată a formei de undă. La modul ideal, la ieșire ar trebui să apară numai o componentă de c.c. În practică însă, ieșirea este triunghiulară, cu o amplitudine mai mică decât a undei dreptunghiulare originale de la intrare (figura 9.7).



Figura 9.7 Integrator

Efectul asupra undei dreptunghiulare

Figura 9.8 arată efectele diferențierii și integrării unei unde dreptunghiulare.

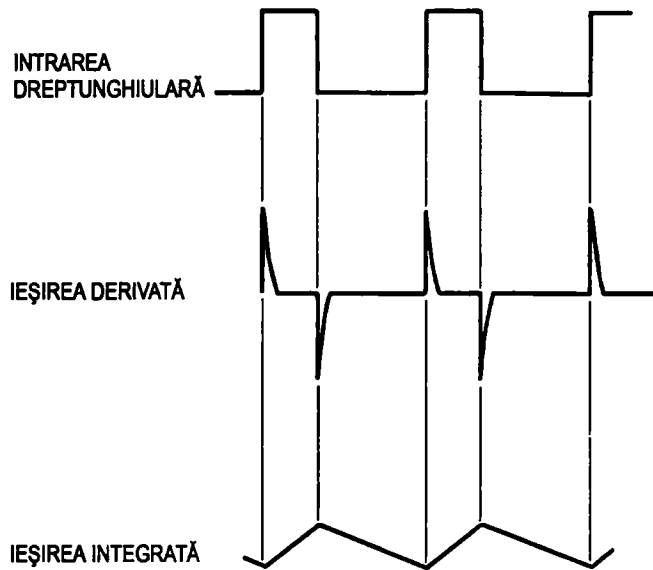


Figura 9.8 Derivarea și integrarea unei dreptunghiulare

Efectul asupra unei sinusoidale

O undă sinusoidală având o formă de undă pură nu va fi afectată din punctul de vedere al formei, în nici un fel, de trecerea printr-un circuit de derivare sau de integrare. Numai amplitudinea va fi afectată. Un derivator fiind un filtru trece sus, va lăsa amplitudinea undelor de frecvență înaltă neafectată. În schimb, un semnal de frecvență joasă va fi atenuat printr-un derivator. Pentru un integrator, situațiile se inversează.

Circuitele pot fi împărțite în două categorii, circuite active și circuite pasive. Amplificatoare și oscilatoarele sunt circuite active, în timp ce rezistențele, atenuatoarele și transformatoarele sunt circuite pasive. Spre deosebire de rețelele pasive, care își îndeplinesc rolul prin simpla conectare în circuit, cele active necesită o sursă de alimentare de c.c. Aceste alimentatoare pot fi reprezentate de baterii sau de un alimentator de la priză.

Alimentatorul de c.c. este un dispozitiv care transformă puterea de c.a. în putere de c.c. Este de obicei folosit pentru a converti rețeaua (tensiunea alternativă de la priză) în tensiuni c.c. de diferite mărimi.

Schema bloc

Figura 10.1 arată schema bloc a unui alimentator de curent continuu (a) folosind o redresare monoalternanță și (b) folosind o redresare dublă alternanță. Intrarea de c.a. este de obicei luată de la rețea. Primul etaj este un redresor (fie monoalternanță, fie dublă alternanță). Ieșirea redresorului are un nivel continuu împreună cu o componentă mare de curent alternativ. Această formă de

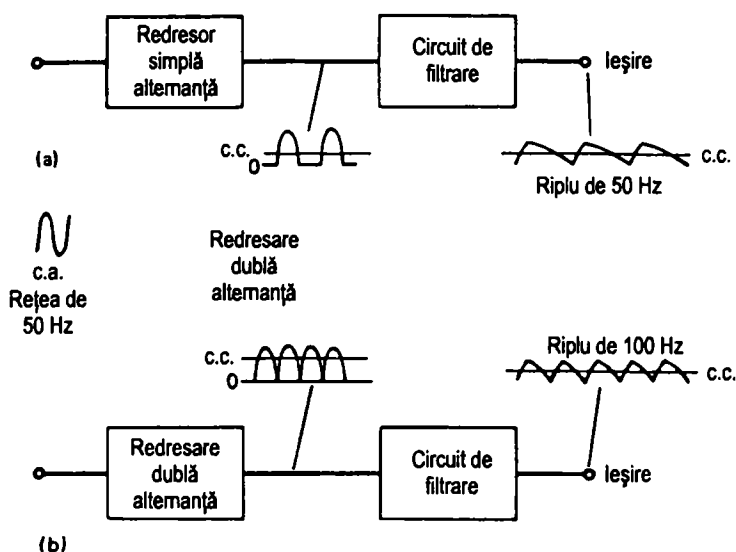


Figura 10.1 Sursă de alimentare de c.c.

undă se numește curent continuu pulsatoriu și nu poate fi folosită satisfăcător ca alimentare de curent continuu. Pentru a elimina componenta de c.a., se folosește un circuit de filtrare – care este un filtru trece jos, permițând componentei c.c. să treacă și reducând componenta c.a. la un mic riplu care apare la ieșire, așa cum se arată în figură. Frecvența riplului este determinată de tipul de redresare folosită. O redresare monoalternanță va produce un riplu de aceeași frecvență cu semnalul de la intrare, iar o redresare dublă alternanță dublează frecvența riplului.

În multe surse de c.c. se folosește un transformator înainte ca redresorul să modifice intrarea de c.a. în nivelul cerut de tensiune c.c. (figura 10.2). Raportul de transformare al transformatorului determină nivelul de tensiune de c.c. produs.

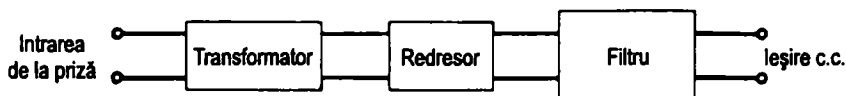


Figura 10.2 Sursă de alimentare de c.c. folosind un transformator

Curba de stabilizare

Toate sursele de alimentare în c.c., inclusiv bateriile, realizează o tensiune maximă în absența oricărei încărcări (sarcini), adică fără ca sursa să livreze un curent. Datorită rezistenței interne a sursei, tensiunea de la ieșire tinde să scadă sub valoarea maximă pe măsură ce curentul absorbit de sursă este mai mare. Modul în care tensiunea de ieșire variază în funcție de curentul de sarcină se numește stabilizarea sursei de alimentare. O curbă tipică de stabilizare este prezentată în figura 10.3.

Pentru a îmbunătăți stabilizarea unei surse de c.c., adică pentru a menține tensiunea de ieșire constantă pe măsură ce curentul de sarcină variază, sunt utilizate la ieșire stabilizatoarele. Figura 10.4 prezintă o diagramă bloc pentru o sursă stabilizată de putere.

Invertoare și convertoare

Un inverter este o sursă de alimentare care transformă o intrare de c.c. într-o ieșire de c.a. (figura 10.5), în timp ce un convertor schimbă o tensiune de intrare de c.c. într-o ieșire de c.c. de valoare diferită. Un convertor este un inverter cu un redresor conectat la ieșire pentru a transforma semnalul de c.a. dat de oscilator înapoi în c.c. (figura 10.6).

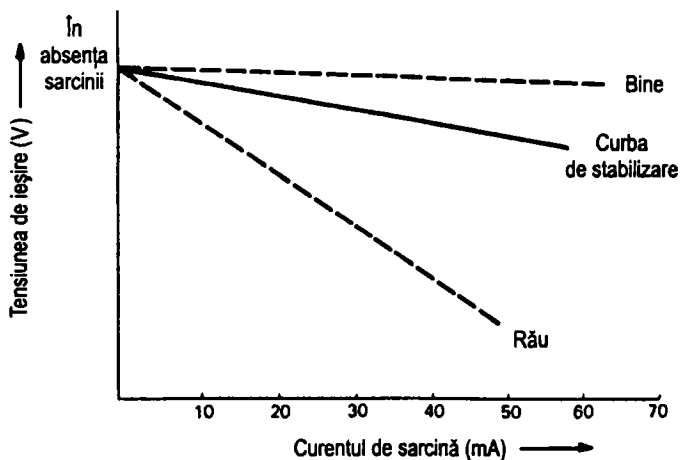


Figura 10.3 Curba de stabilizare



Figura 10.4 Sursă stabilizată de putere

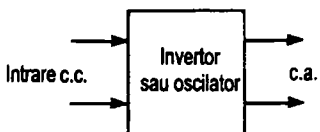


Figura 10.5

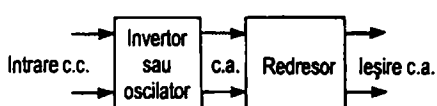


Figura 10.6

Controlul digital este un domeniu relativ nou în electronică, provenit din știința telecomunicațiilor. Controlul digital vizează calculatoarele, echipamentele telefonice electronice, sistemele de control industriale, procesarea de date și multe alte sisteme similare. Dispozitivele digitale funcționează în trepte discrete, în general de tip ON și OFF (închis sau deschis). Cerința esențială a unui sistem digital este de a trece dintr-o stare în alta, fără a se opri în stări intermediare.

Porți

Porțile sunt dispozitive logice sau digitale, care pot da la ieșire două stări: o ieșire zero (simbolizată prin 0) și o ieșire fixă (simbolizată prin 1). O poartă poate avea mai multe intrări, dar furnizează o singură ieșire.

AND (ȘI)

Poarta AND produce la ieșire un 1 atunci când toate intrările sale sunt în 1. Figura 11.1 arată o poartă AND cu două intrări. Numai când ambele intrări, A și B, sunt în 1, ieșirea devine 1. Tabelul 11.1 reprezintă funcția AND prin ceea ce se numește **tabelul de adevăr** pentru această poartă.

Formele de undă tipice pentru intrare și ieșire sunt prezentate în figura 11.2. De remarcat că ieșirea devine 1 numai atunci când ambele intrări sunt în 1.

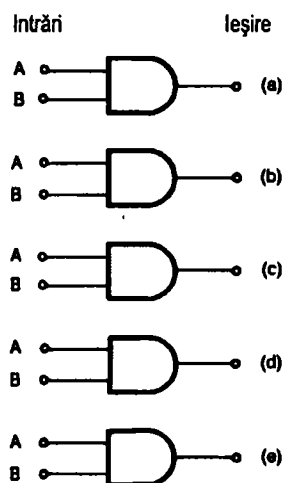


Figura 11.1 Poarta AND

Tabelul 11.1 AND

Intrare		Ieșire
A	B	
0	0	0
0	1	0
1	0	0
1	1	1

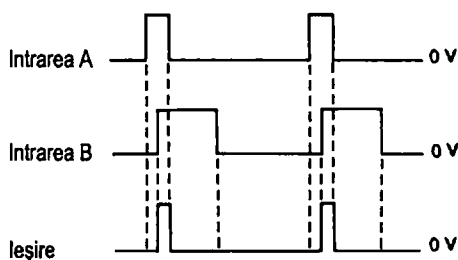


Figura 11.2 Impulsuri de intrare și de ieșire pentru o poartă AND cu două intrări

NAND (ȘI-NU)

Poarta NAND (figura 11.3) dă un 0 la ieșire când toate intrările sale sunt în 1. Invers, dacă la oricare intrare există un 0, ieșirea trece în 1. Poarta NAND este deci inversa porții AND. Tabelul 11.2 arată tabelul de adevăr.

Formele de undă tipice la intrare și ieșire sunt prezentate în figura 11.4, în care la ieșire se produce un 0 numai când ambele intrări sunt în 1.

Tabelul 11.2 NAND

Intrare		Ieșire
A	B	
0	0	1
0	1	1
1	0	1
1	1	0

OR (SAU)

Poarta OR (figura 11.5) dă un 1 la ieșire atunci când cel puțin una din intrările sale este în 1. Invers, este necesar ca toate intrările sale să fie în 0 pentru ca la ieșire să apară un 0.

Tabelul 11.3 arată tabelul de adevăr.

Tabelul 11.3 OR

Intrare		Ieșire
A	B	
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	1

NOR (SAU-NU)

Poarta NOR (figura 11.6) dă un 0 la ieșire când cel puțin una dintre intrările sale este în 1. Invers, trebuie ca toate intrările sale să fie 0 pentru ca ieșirea să devină 1. Poarta NOR este deci inversa porții OR. Tabelul 11.4 prezintă tabelul de adevăr.

Formele de undă tipice sunt prezentate în figura 11.7.

Tabelul 11.4 NOR

Intrare		Ieșire
A	B	
0	0	1
0	1	0
1	0	0
1	1	0



Figura 11.3

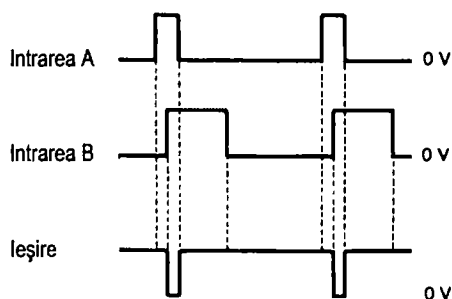


Figura 11.4 Impulsuri de intrare și de ieșire la o poartă NAND cu două intrări



Figura 11.5



Figura 11.6

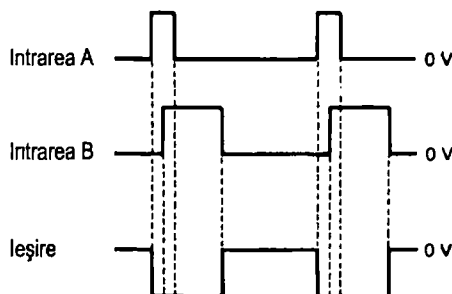


Figura 11.7 Impulsuri de intrare și de ieșire pentru o poartă NOR cu două intrări

NOT (NU)

Poarta NOT (figura 11.8) este un inversor. Când intrarea este în 1, ieșirea este în 0 și viceversa. Tabelul 11.5 arată tabelul de adevăr.

Un inversor se poate realiza scurtcircuitând intrările unei porți NAND sau ale unei porți NOR, așa cum se poate vedea în figura 11.8 (b) sau (c). Figura 11.9 arată forme de undă tipice pentru intrare și ieșire.

Tabelul 11.5 NOT

Intrare	Ieșire
0	1
1	0

OR-Exclusiv (SAU-Exclusiv)

Poarta OR-Exclusiv (Ex-OR) dă un 1 la ieșire atunci când numai una dintre intrările sale este în 1, dar nu și când amândouă sunt în 1 sau în 0 (figura 11.10). Tabelul de adevăr este prezentat în tabelul 11.6

Tabelul 11.6 Ex-OR

Intrare		Ieșire
A	B	
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	0

NOR-Exclusiv (SAU-NU-Exclusiv)

Poarta NOR-Exclusiv (Ex-NOR) dă la ieșire un 1 atunci când intrările sunt fie ambele în 1 fie ambele în 0 (figura 11.11). Tabelul de adevăr este prezentat în tabelul 11.7.

Tabelul 11.7 Ex-NOR

Intrare		Ieșire
A	B	
0	0	1
0	1	0
1	0	0
1	1	1

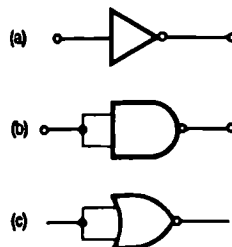


Figura 11.8

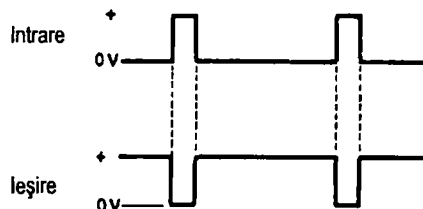


Figura 11.9 Impulsuri de intrare și de ieșire pentru o poartă NOT



Figura 11.10



Figura 11.11

Standarde internaționale și standarde britanice

Figura 11.12 prezintă simbolurile internaționale și cele britanice pentru porțile logice. Un rezumat al tabelelor de adevăr este oferit în tabelul 11.8.

Tabelul 11.8

Intrări							
A	B	AND	OR	NAND	NOR	Ex-OR	Ex-NOR
0	0	0	0	1	1	0	1
0	1	0	1	1	0	1	0
1	0	0	1	1	0	1	0
1	1	1	1	0	0	0	1

Porți combinaționale

Sistemele digitale implică în general mai multe porți combinate, astfel încât să genereze funcția de control necesară. De exemplu, o poartă AND și una NOT (figura 11.13(a)) formează aceeași funcție ca o poartă NAND.

Similar, o poartă NOR poate fi realizată de o poartă OR și una NOT, așa cum se arată în figura 11.13(b).

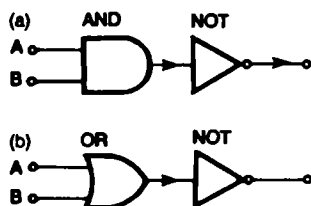


Figura 11.13

În următorul exemplu, circuitul logic din figura 11.14 are intrarea 0111; problema este de a determina starea de la ieșire. Ieșirea porții OR (i) este 1. Ieșirea porții NAND (ii) este 0, realizând o intrare pentru poarta OR (iii) de 10 și deci ieșirea (G) este 1.

Figura 11.15 arată o combinație simplă de porți folosită pentru a comanda o sonerie de alarmă. Poarta G_1 este un NOR cu intrările conectate împreună, acționând deci ca o poartă NOT. Pentru a funcționa alarma, trebuie ca o tensiune pozitivă să fie aplicată

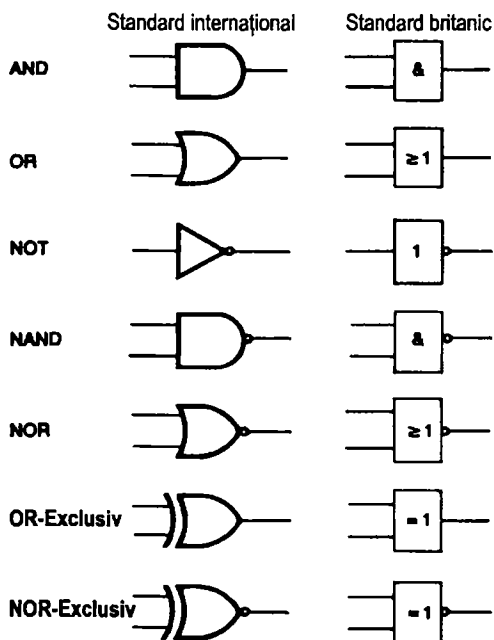


Figura 11.12

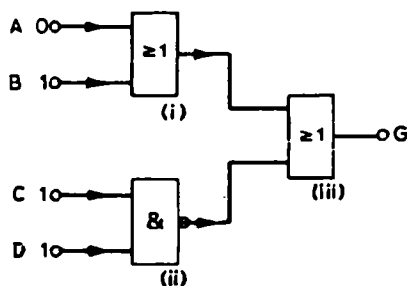


Figura 11.14

soneriei, adică ieșirea porții AND (G_2) trebuie să fie în 1 logic. Pentru ca acesta să se întâmple trebuie ca ambele intrări ale porții AND să fie în 1. De aceea este necesar să fie deschis comutatorul S_1 și să fie închis comutatorul S_2 pentru ca alarma să funcționeze. Nici o altă combinație a comutatoarelor nu poate activa alarma.

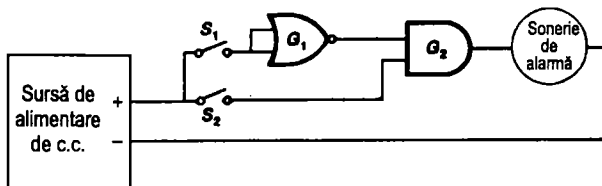


Figura 11.15

Sistemul binar

În timp ce sistemul zecimal de numerație folosește zece cifre diferite (digiți), sistemul binar folosește doar doi digiți, 0 și 1. Acest sistem se potrivește perfect cu porțile logice despre care tocmai am vorbit.

În sistemul zecimal, prima coloană A (tabelul 11.9) este coloana unităților, coloana B este cea a zecilor, coloana C este a sutelor, coloana D a miilor și așa mai departe. În sistemul binar, fiecare coloană poate fi numai 0 sau 1, cu coloana A corespunzând unităților, B corespunzând doi-urilor, C corespunzând ordinului 2^2 , D corespunde ordinului 2^3 și așa mai departe. Orice număr poate fi scris în sistemul zecimal ca și în sistemul binar. Tabelul 11.10 prezintă conversia în binar a numerelor zecimale de la 0 la 7.

Tabelul 11.9

Coloane zecimale				Coloane binare			
D	C	B	A	D	C	B	A
10^3	10^2	10^1	10^0	2^3	2^2	2^1	2^0
mii	sute	zeci	unități	8	4	2	1

Tabelul 11.10

Zecimal	Binar		
	C (4)	B (2)	A (1)
0	0	0	0
1	0	0	1
2	0	1	0
3	0	1	1
4	1	0	0
5	1	0	1
6	1	1	0
7	1	1	1

Pentru numere mai mari decât 7, este necesară o a patra coloană (opturile). Astfel $8 = 1000$, $9 = 1001$, $10 = 1010$, $11 = 1011$, $12 = 1100$ și așa mai departe.

Tabelul 11.11 arată câteva exemple de conversie din binar în zecimal.

Tabelul 11.11

Binar	Coloane binare						Zecimal
	32	16	8	4	2	1	
1110	—	—	1	1	1	0	$= 8 + 4 + 2 = 14$
1011	—	—	1	0	1	1	$= 8 + 2 + 1 = 11$
11001	—	1	1	0	0	1	$= 16 + 8 + 1 = 25$
10111	—	1	0	1	1	1	$= 16 + 4 + 2 + 1 = 23$
110010	1	1	0	0	1	0	$= 32 + 16 + 2 = 50$

Numărător de frecvență

O poartă AND împreună cu un numărător poate fi folosită pentru măsurarea frecvențelor sau a perioadelor de timp. Figura 11.16 prezintă o poartă AND cu două intrări împreună cu un numărător, folosite ca frecvențmetru.

La intrarea A este conectat semnalul de intrare. La intrarea B este conectat un semnal impuls de timp (*timing pulse*), a cărui durată este prestabilă.

La ieșirea porții, vor apărea impulsuri numai pe durata impulsului de timp. Aceste impulsuri sunt apoi trimise la un numărător, care le numără, precizând frecvența semnalului de intrare. De exemplu, dacă impulsul

de timp are durata de 10 ms și frecvența semnalului măsurat este de 1 kHz cu o perioadă de 1 ms, atunci vor apărea numai 10 impulsuri la ieșirea porții AND pentru a fi numărate de numărător, pe care se va citi frecvența de 1,0 kHz.

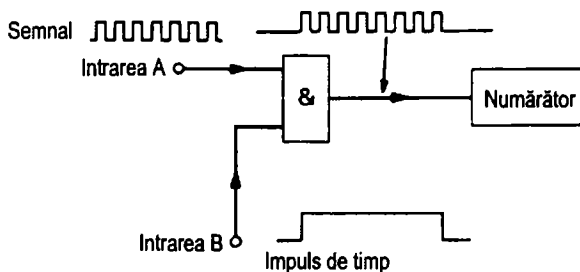


Figura 11.16 Poartă AND într-un frecvențmetru

Ceas digital

Se folosește un oscilator cu cuarț având o stabilitate foarte bună cu scopul de a alimenta un lanț de divizoare de frecvență pentru a realiza impulsuri de timp foarte precise (figura 11.7).

Impulsurile de la divi-

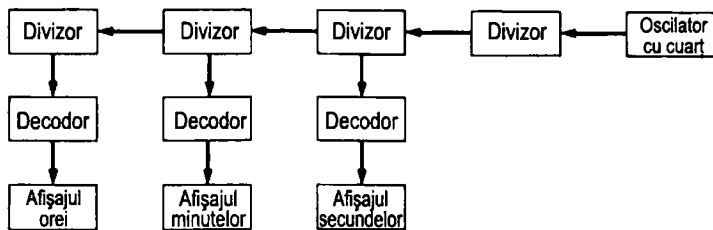


Figura 11.17 Un sistem de ceas digital

zoare sunt convertite de decodare în semnale potrivite pentru a comanda celulele de afișare (vedeți și capitolul 35). Afișajul pentru secunde va fi alimentat cu impulsurile de frecvență cea mai mare, iar afișajul orei va fi alimentat cu impulsurile de frecvență cea mai joasă.

Convertorul analog-digital

Convertorul analog-digital (CAD) convertește un semnal analogic de intrare într-o ieșire codată digital (figura 11.18). Ieșirea constă dintr-un număr de biți (în figura 11.18 sunt patru), fiecare bit reprezentând o coloană binară.

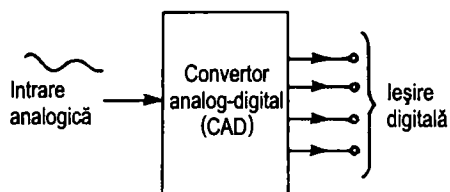


Figura 11.18

Convertorul digital-analog

Convertorul digital-analog (CDA) primește o intrare digitală paralel și o convertește înapoi într-un semnal (tensiune sau curent) a cărui valoare este reprezentată de intrarea binară. Dacă acest lucru se repetă pentru o succesiune de intrări digitale, se poate produce o formă de undă analogică la ieșire (figura 11.19).

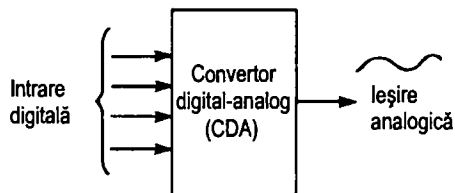


Figura 11.19

Procesarea digitală

Cele mai multe semnale pe care le întâlnim în viața de zi cu zi sunt mărimi analogice. Înainte ca aceste semnale să poată fi introduse în sistemele digitale, de exemplu într-un casetofon audio digital (*DAT – Digital Audio Tape*), ele trebuie convertite în formă digitală folosind un convertor analog-digital (figura 11.20). După procesarea semnalului digital, acesta este din nou convertit în formă analogică, de exemplu semnal audio, folosind un convertor digital-analog.

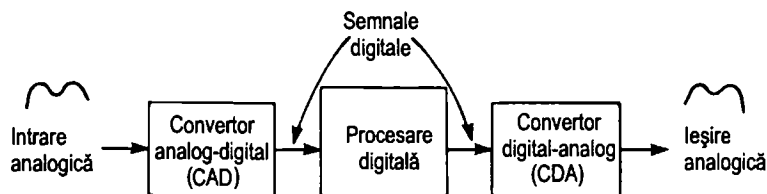


Figura 11.20

Sisteme de calcul

Figura 12.1 prezintă un sistem de calcul de bază. „Creierul” unui computer este microprocesorul, care realizează operațiile aritmetice și logice, ca și controlul întregului sistem. Microprocesorul poate realiza operații aritmetice ca adunarea și înmulțirea, operații logice ca AND, OR, NOT etc. și transferuri de date conform instrucțiunilor unui program. Programul constă într-o serie de instrucțiuni care stabilesc operațiile ce trebuie realizate pas cu pas. Programul este stocat în unitatea de memorie. În afară de program, pe care procesorul îl extrage din memorie, acesta mai stochează în memorie diferite valori de date în vederea folosirii lor ulterioare, de exemplu citirea unei temperaturi la intervale regulate, sau cifrele de vânzări ale unui anumit produs în vederea comparării cu alte produse. Comunicația între microprocesor și memorie se poate desfășura deci în ambele direcții, așa cum se vede în figură. O astfel de comunicație se numește *bidirecțională*.

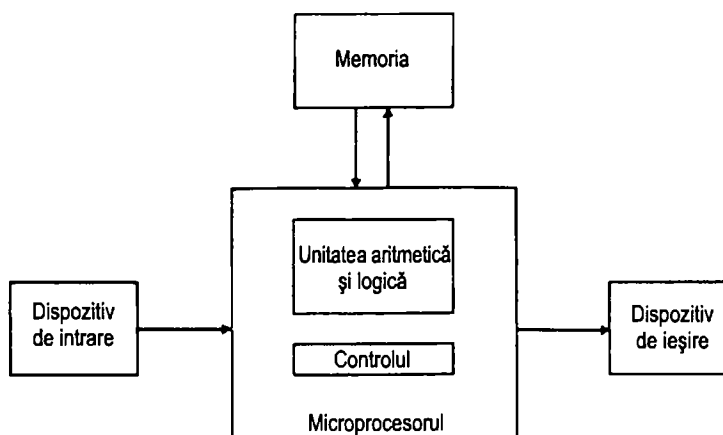


Figura 12.1

Microprocesorul controlează, de asemenea, întregul sistem din punctul de vedere al tactului pentru fiecare pas, al sincronizării operațiilor fiecărui bloc, al activării blocurilor necesare și al direcționării datelor între blocuri.

Microprocesorul primește datele de intrare, cum ar fi citirile temperaturilor, sau datele de vânzări, sau alte informații relevante conform cerințelor unui anumit program, printr-un dispozitiv de intrare, cum ar fi un senzor de temperatură sau o tastatură. Rezultatele programului sunt comunicate în exterior printr-un dispozitiv de ieșire, cum ar fi o imprimantă sau un dispozitiv de afișare optică (*VDU – Visual Display Unit*).

Unități de interfață

În cele mai multe dintre aplicații, conectarea directă între două părți ale sistemului nu este posibilă. Semnalele pot fi incompatibile, necesitând conversii (de exemplu analog-digitale) sau condiționări

(de exemplu, amplificări sau atenuări). Pentru a răspunde la această cerință, între diversele unități se folosesc interfețe, așa cum se prezintă în figura 12.2. Interfața poate fi un simplu convertor analog-digital, un traductor, un atenuator sau un simplu adaptor.

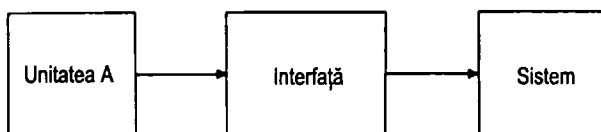


Figura 12.2

Figura 12.3 prezintă un calculator complet, bazat pe un microprocesor, numit de asemenea microcalculator, care include interfețele necesare. Comunicația spre și de la microprocesor se face printr-o conexiune multilinie paralel care transportă informația digitală sub forma unor numere binare. Numărul de linii paralele poate fi 8, 16 sau 32. Aceste linii multiple sunt grupate împreună sub numele de **bus**. În majoritatea sistemelor de microcalculatoare, se folosesc memorii periferice (externe) pentru a alimenta cu programe sau părți de programe (subrutine) microprocesorul, pentru a furniza informații (date), sau pentru a stoca informații. Prin urmare, comunicarea este bidirecțională. Astfel de dispozitive periferice pot fi înregistratoare pe bandă magnetică sau pe discuri, care pot fi folosite ca depozite de memorie pentru a completa memoria sistemului.

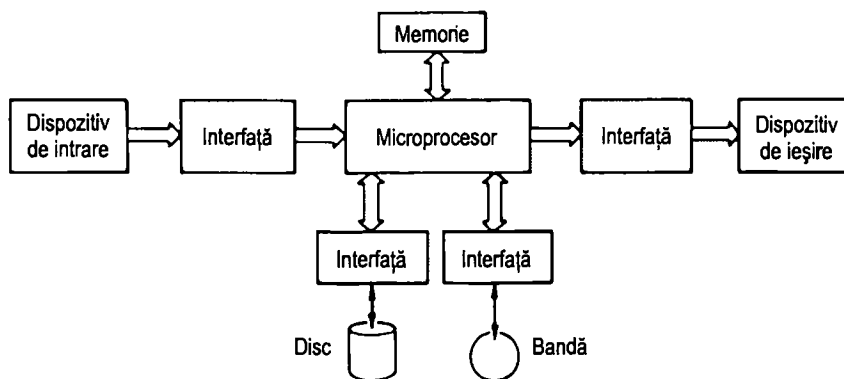


Figura 12.3

Bucula cu calare de fază

În multe aplicații, calarea de fază a semnalului este esențială. Calarea de fază este procesul prin care se produce un semnal care este în fază și, prin urmare, are aceeași frecvență cu un alt semnal de referință sau de control. Bucula cu calare de fază prezentată în figura 12.4 este un astfel de dispozitiv.

Elementele principale ale buclei cu calare de fază sunt discriminatorul de fază și oscilatorul controlat în tensiune (OCT sau *VCO – Voltage Controlled Oscillator*).

Discriminatorul de fază are două intrări și o ieșire de curent continuu. Ieșirea de c.c. este determinată de diferența de fază dintre cele două semnale de intrare. OCT produce un semnal de ieșire sinusoidal, a cărui frecvență este determinată de tensiunea de c.c. pe care o primește la intrare.

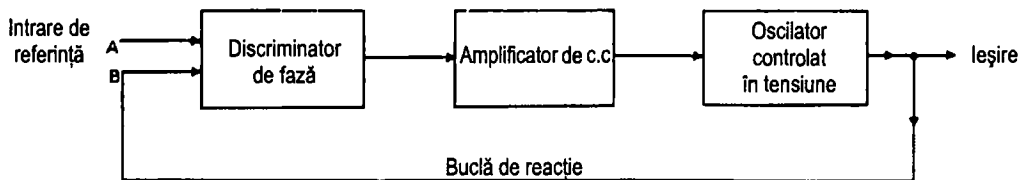


Figura 12.4

Observăm în figura 12.4 că ieșirea oscilatorului controlat în tensiune este adusă înapoi la discriminatorul de fază. Diferența de fază între semnalul de reacție B și semnalul de referință A produce o tensiune continuă care este amplificată înainte de a intra în OCT pentru a controla frecvența. Acest proces continuă până când semnalul de reacție B și semnalul de referință A sunt în fază.

Ieșirea din discriminatorul de fază conține un riplu cu frecvențe înalte care sunt eliminate printr-un filtru trece jos, așa cum se vede în figura 12.5. În general se include un etaj tampon (*buffer*) pentru a garanta că OCT nu este supraîncărcat de discriminatorul de fază sau de orice altă sarcină la ieșire.

Bucula cu calare de fază poate fi folosită ca un oscilator cu fază fixă, de exemplu în decodarea stereofonică sau în divizoarele de frecvență. Ea este, de asemenea, folosită în sintetizoarele de frecvență unde se realizează semnale sinusoidale pornind de la un semnal central, precum și la măsurările de frecvență din cadrul proceselor de control.



Figura 12.5

Sisteme de control al vitezei

Figura 12.6 arată o schemă bloc pentru un sistem de control al vitezei. Scopul sistemului este de a controla viteza unui motor de curent continuu și de a-i păstra viteza constantă. Viteza motorului este stabilită de blocul „controlul vitezei“. Motorul este comandat de un amplificator de putere de curent continuu.

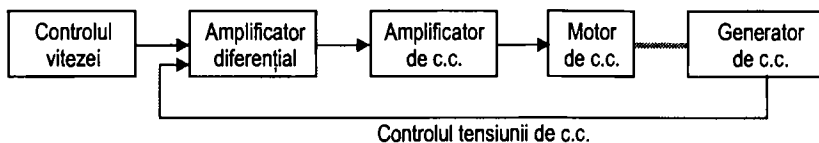


Figura 12.6

Motorul însuși comandă un generator de c.c. a cărui tensiune este determinată de viteza motorului. Ieșirea generatorului de c.c. este livrată înapoi într-un amplificator diferențial. Amplificatorul diferențial are două intrări. Una provine de la controlul vitezei, cealaltă de la generatorul de c.c. Amplificatorul diferențial compară cele două semnale de intrare și produce o ieșire proporțională cu diferența dintre intrări. Dacă motorul se învâрте prea repede, tensiunea dată de generatorul de c.c. este mare. Prin urmare, diferența între această tensiune și cealaltă intrare a amplificatorului diferențial se va reduce. Se va obține astfel o tensiune mai mică de la amplificatorul diferențial, care va reduce turația motorului la nivelul original. Un motor cu turație mică va produce efectul invers.

Înregistrarea magnetică pe bandă

Pentru înregistrarea magnetică pe bandă, semnalul audio este convertit într-un câmp magnetic variabil printr-o fantă foarte mică a unui cap de înregistrare. Câmpul magnetic variabil este transformat într-o urmă magnetică pe o bandă magnetică, obținută pe măsură ce banda magnetică trece prin dreptul fantei, la viteză constantă. La reproducere, urma magnetică de pe bandă este transformată înapoi într-un câmp magnetic variabil și apoi într-un semnal audio. Capul de înregistrare poate fi folosit și pentru redare.

Magnetizarea directă a benzii induce neliniarități. Pentru a evita acest lucru, semnalul audio este suprapus peste un semnal constant de frecvență înaltă, cuprins între 30 și 100 kHz, numit polarizare de înaltă frecvență (*h.f. bias*). Această polarizare de înaltă frecvență este folosită, de asemenea, pentru ștergerea înregistrărilor. Un cap de ștergere este așezat înaintea capului de redare, fiind activat numai atunci când se înregistrează.

Figura 12.7 prezintă schema bloc a unui înregistrator pe bandă. Când este comutat pe redare (în acest caz un traductor – dispozitiv care transformă o formă de energie în alta), capul de redare convertește informația magnetică de pe bandă în semnal audio. Semnalul audio este amplificat de un pre-amplificator și livrat unui etaj de putere de ieșire, înainte de a ajunge la difuzor. La înregistrare sunt activate ambele capete, de ștergere și de redare. Informația audio de la microfon este amplificată înainte de a intra în traductor (capul de înregistrare) pentru a fi convertită într-un câmp magnetic variabil. Capul de ștergere face ca banda să fie curățată de orice informație magnetică (înaintea înregistrării noilor semnale).

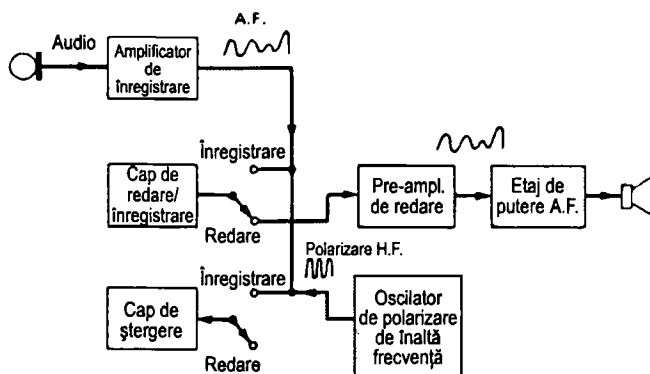


Figura 12.7

Următoarele patru capitole se vor ocupa cu diverse metode de comunicații, cu alte cuvinte, sisteme de transmisie de informații. Transmisia de informații între diferite persoane poate lua mai multe forme. Vorbirea directă este o metodă – folosind undele sonore prin aer. Steagurile, făcliile, semnalizarea cu fum sunt metode vizuale de comunicare, care în mod normal au raza de acțiune mai mare decât undele sonore. În toate aceste cazuri, informația apare numai la modificarea cantității transmise. O lumină continuă de la un bec, de exemplu, nu conține nici o informație. Numai când lumina este întreruptă conform unui anumit cod se transmite informație.

Aceste sisteme de comunicație sunt limitate din punctul de vedere al distanței pe care o acoperă și sunt dependente de condițiile atmosferice. Undele sonore pot parcurge câteva sute de metri, dar sunt afectate de direcția și de viteza vântului. Semnalele luminoase depind de vremea senină și așa mai departe.

Comunicațiile electrice

Folosirea electricității ca mijloc de comunicare depășește multe dintre aceste dificultăți. Comunicațiile electrice folosesc undele electrice de un fel sau altul pentru a transmite informațiile de la un punct la altul prin intermediul firelor (conductoarelor) sau fără acestea, adică prin transmisiuni fără fir.

Traductoare

În orice sistem de comunicații electrice, informația care trebuie transmisă, cum ar fi vorbirea, muzica sau datele digitale, trebuie întâi transformată în curent sau tensiune electrică variabilă. La recepție, undele electrice de curent sau tensiune trebuie convertite înapoi în informațiile originale, adică vorbire, muzică sau date codate. De exemplu, pentru a transforma undele sonore în unde electrice se folosește un microfon, în timp ce la recepție se folosește un difuzor pentru a transforma undele electrice înapoi în unde sonore. Astfel de dispozitive, cum sunt microfonul și difuzorul, se numesc traductoare.

Ca și în cazul sistemelor de comunicații ne-electrice prezentate anterior, un flux de informații nu poate fi transmis prin intermediul unui curent stabil (sau al unei tensiuni) sau printr-un ton continuu, de amplitudine și frecvență constante. Un flux de informații poate fi transmis de la un punct la altul numai dacă un curent sau un ton inițial stabil este variat într-un sens sau în altul. Modul în care această variație este obținută depinde de metoda de comunicare electrică folosită.

Banda transmisiei

Cel mai simplu sistem de transmisie electrică este prezentat în figura 13.1.

El constă dintr-o baterie și un comutator sau o tastă la punctul de transmisie. La punctul de recepție se folosește un bec electric care este conectat la capătul firelor numite linie de transmisie. Cel mai simplu cod de transmis cu acest sistem este:

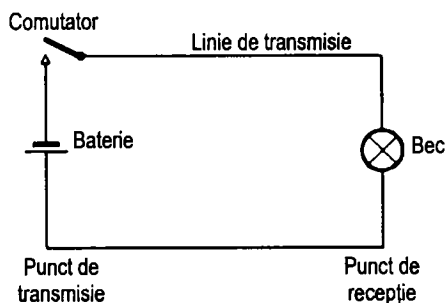


Figura 13.1 Un sistem simplu de transmisie

Comutatorul ÎNCHIS (ON)	(becul aprins)	înseamnă DA.
Comutatorul DESCHIS (OFF)	(becul stins)	înseamnă NU.

Dacă această informație trebuie transmisă o dată la fiecare secundă, becul se va stinge și se va aprinde câte o dată în fiecare secundă. Forma de undă care se transmite pe o astfel de linie este prezentată în figura 13.2(a). Frecvența transmisiei este deci 1 Hz.

Dacă informația este acum mărită la 10 (ON și OFF sau DA și NU) în fiecare secundă, forma de undă se va prezenta ca în figura 13.2(b) cu 10 cicluri complete într-o perioadă de o secundă. Frecvența este deci de 10 Hz.

Pe de altă parte, dacă informația trebuie variată între o dată și 10 ori (DA și NU) pe secundă, frecvența de transmisie va varia între 1 Hz și 10 Hz. Pentru a găzdui o astfel de transmisie, sistemul trebuie să aibă o gamă de frecvențe de la 1 Hz la 10 Hz. Această proprietate se numește banda sistemului.

Banda depinde deci de cantitatea și de viteza cu care se transmit datele. Pentru cantități mari de informații, este necesară o bandă mai largă. Invers, dată fiind banda sistemului, acesta poate transmite un volum de informații limitat de banda lui. În exemplul nostru anterior, dacă banda a fost limitată la 10 Hz, volumul de informații care se poate transmite va fi limitat la 10 DA-uri și 10 NU-uri pe secundă.

În practică, banda este păstrată cât se poate de îngustă fără a perturba informația, pentru a reduce costurile. De exemplu, un sistem având banda de 300 Hz va ocupa un spațiu în frecvență la fel de mare ca trei sisteme care au banda de 100 Hz. Sistemul cu bandă mai îngustă este deci mai economic.

Telefonia

Sistemul telefonic folosește principiul suprapunerii unui semnal a.f. peste o tensiune continuă. Figura 13.3 prezintă o schemă bloc simplificată a unui sistem telefonic.

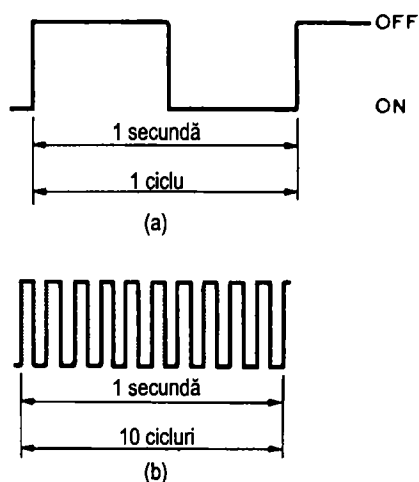


Figura 13.2

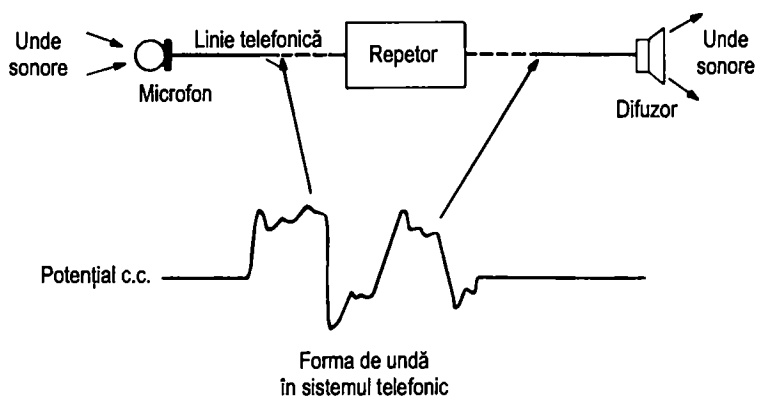


Figura 13.3 Telefonie

Undele sonore sunt transformate în semnale electrice cu ajutorul microfonului. Linia telefonică este păstrată la un potențial de c.c. de 50 V. Acest potențial este întrerupt de formele de undă de c.a. produse de microfon, așa cum se vede în figură. Un amplificator numit repetor este folosit pentru a reduce pierderile de semnal datorate rezistenței liniei. Se pot folosi mai multe repetitoare, în funcție de lungimea liniei. La celălalt capăt, sunetele sunt reproduse de un difuzor.

Sistemul telefonic are o bandă cuprinsă între 300 Hz și 3400 Hz sau 3,1 kHz. Aceasta este doar o mică parte a spectrului complet de audio-frecvență (A.F.), care este intervalul 20 Hz – 20 kHz, ceea ce constituie unul dintre motivele calității destul de reduse a sunetului la telefon – dar este suficient de potrivită pentru scopul convorbirii telefonice.

Telegrafia

Figura 13.4 prezintă o schemă bloc simplificată pentru un sistem telegrafic. La transmisie, un manipulator închide și deschide un circuit, un tren de impulsuri se transmite pe linie și la recepție acestea comandă un releu.

Releul poate fi folosit pentru a comanda un comutator sau un bec. Forma de undă a transmisiei este un tren de impulsuri cu raport de umplere variabil.

Transmisia se realizează pe baza unui cod (de exemplu, Morse) care alocă o secvență specifică de impulsuri și spații pentru fiecare literă a alfabetului.

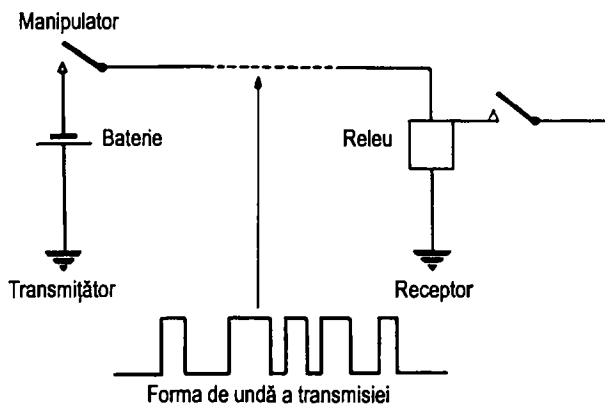


Figura 13.4 Telegrafia

Telegrafia este un sistem relativ lent și ieftin de comunicație, banda sa este de numai 120 Hz și într-un canal telefonic pot fi găzduite 25 de linii telegrafice:

banda telefonică / banda telegrafică = $3000 / 120 = 25$.

Pentru a separa canalele între ele este necesar un sistem de filtre.

Modulația

Informația poate fi transmisă de la un punct A la un punct B prin varierea unei forme de undă de curent alternativ. Informația, numită semnal, este folosită pentru a modifica unele proprietăți ale unei unde de frecvență înaltă, astfel încât să conțină în ea și semnalul. Acest proces este numit modulație.

Unda de frecvență mare se numește **purtătoare**, iar după modulație ea devine *purtătoare modulată*.

Prin modulație, semnalul (sau informația) nu mai este transmis direct, ci este „purtată” de o purtătoare.

Demodularea

La recepție, informația trebuie extrasă din purtătoarea modulată pentru a reproduce semnalul inițial. Acest proces se numește demodulare sau detecție.

Tipuri de modulație

Există multe tipuri de modulație, în funcție de proprietățile purtătoarei de frecvență înaltă care sunt modificate de către semnal. Dacă se modifică amplitudinea purtătoarei în funcție de semnal, avem de a face cu o modulație de amplitudine. Modificarea frecvenței purtătoarei se numește modulație de frecvență și așa mai departe. Diferitele tipuri de modulație vor fi prezentate mai târziu.

Transmisia radio

Transmisia radio este o transmisie fără fir, folosind undele electromagnetice, care se deplasează în spațiu cu viteza de 3×10^8 m/s, viteza luminii.

Undele radio sunt împărțite în mai multe benzi, așa cum se vede în tabelul următor și în figura 13.5.

Lumina vizibilă ocupă o bandă îngustă a spectrului undelor electromagnetice la care ochiul omului este sensibil. Tot așa cum urechea este sensibilă doar la o bandă limitată de unde sonore, tot așa și ochiul uman este sensibil la o parte din undele electromagnetice, numită unde luminoase. Senzațiile diferite de culoare sunt produse de diferitele frecvențe din cadrul benzii undelor luminoase.

Figura 13.5 prezintă o scară de frecvențe pentru undele electromagnetice. Până la 300.000 MHz, undele electromagnetice se numesc unde radio și sunt folosite ca purtătoare în transmisiile radio. Transmisiile radio sunt transmisii fără fir și folosesc niște antene pentru a radia undele radio modulate și alte antene pentru a le capta la recepție.

Frecvențe foarte joase (VLF – very low frequency)		Sub 30 kHz
Frecvențe joase (LF – low frequency)	UL – unde lungi (LW – long waves)	30 – 300 kHz
FM – frecvențe medii (MF medium frequency)	UM – unde medii (MW – medium waves)	300 – 3000 kHz
Frecvențe înalte (HF – high frequency)	US – unde scurte (SW – short waves)	3000 – 30 000 kHz
FIF – foarte înaltă frecvență (VHF – very high frequency)		30 – 300 MHz
UIF – ultra înaltă frecvență (UHF – ultra high frequency)		300 – 3000 MHz
SIF – Supra înaltă frecvență (SHF – super high frequency)		3000 – 30 000 MHz
EIF – extra înaltă frecvență (EHF – extra high frequency)		30 000 – 300 000 MHz

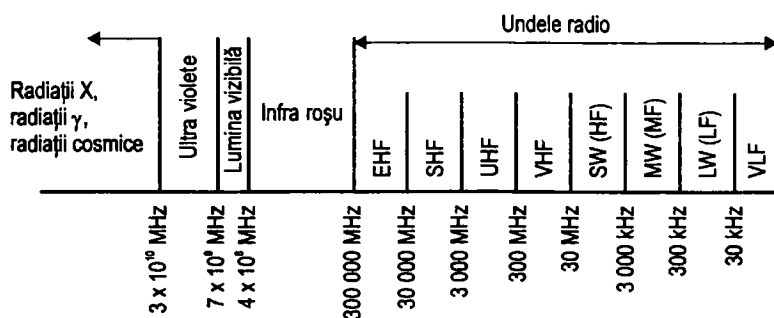


Figura 13.5 Undele electromagnetice, spectrul frecvențelor

Modulația de amplitudine (MA) este cel mai folosit tip de modulație. În sistemele MA amplitudinea purtătoarei este variată conform semnalului sau informației (figura 14.1). În absența semnalului, purtătoarea are un nivel constant, ca în figura 14.1(b). Când este modulată de o undă sinusoidală, amplitudinea purtătoarei se modifică peste și sub nivelul nemodulat, după cum semnalul urcă sau coboară. Cu cât semnalul este mai mare, cu atât modificările amplitudinii purtătoarei sunt mai mari. Purtătoarea modulată în amplitudine (figura 14.1(c)) are o înfășurătoare care este o copie a semnalului modulator. La demodulare, se extrage tocmai această înfășurătoare pentru a reface semnalul.

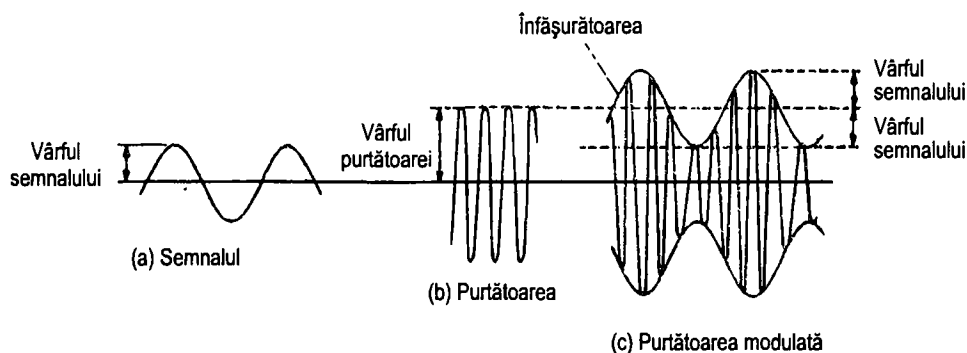


Figura 14.1 Modulația de amplitudine (gradul de modulație de 50%)

Gradul de modulație

Raportul între vârful semnalului și vârful purtătoarei se numește grad de modulație. Această mărime indică în ce măsură nivelul purtătoarei se modifică datorită semnalului. Gradul de modulație este exprimat totdeauna în procente și se mai numește uneori și adâncime de modulație.

Gradul de modulație = $\frac{\text{Vârful semnalului}}{\text{Vârful purtătoarei}} \times 100\%$ (vedeți figura 14.1).

De exemplu, dacă semnalul are vârful de 1 V și vârful purtătoarei este de 2 V, gradul de modulație este $(1 \text{ V} / 2 \text{ V}) \times 100\% = 50\%$.

Purtătoarea modulată din figura 14.1 are o adâncime de modulație de 50%.

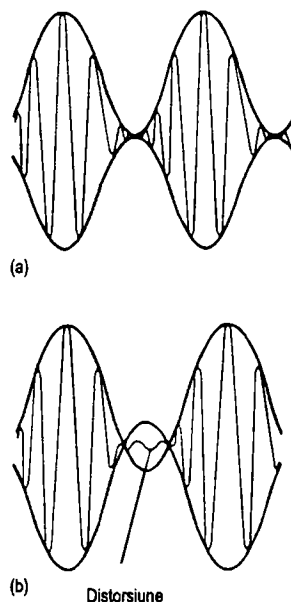


Figura 14.2 (a) Modulație 100% (b) Supra modulație

Supramodulația

Figura 14.2(a) arată o purtătoare MA cu gradul de modulație de 100%. Grade de modulație peste 100% produc distorsiuni (figura 14.2(b)). Din acest motiv, gradul de modulație se limitează la o valoare maximă, care pentru transmisiunile BBC, de exemplu, este de 80%.

Frecvențe laterale

Purtătoarea modulată în amplitudine poate fi reprezentată conținând trei componente pur sinusoidale, fiecare de amplitudine constantă, dar de frecvențe diferite. Cele trei componente sunt purtătoarea și cele două frecvențe laterale, f_1 și f_2 . Fiecare frecvență modulatorie produce două componente laterale separate. Dacă semnalul modulator are frecvența f_s și purtătoarea are frecvența f_c , atunci

$$f_1 = f_c - f_s, \text{ numită frecvența laterală inferioară,}$$

$$f_2 = f_c + f_s, \text{ numită frecvența laterală superioară.}$$

De exemplu, dacă frecvența purtătoarei este 100 kHz și semnalul este de 1 kHz, atunci

$$\text{frecvența laterală superioară este } f_2 = 100 + 1 = 101 \text{ kHz,}$$

$$\text{frecvența laterală inferioară este } f_1 = 100 - 1 = 99 \text{ kHz.}$$

Forma de undă a purtătoarei MA, adică purtătoarea și cele două frecvențe laterale, poate fi reprezentată prin ceea ce se numește spectrul de frecvențe, prin trei săgeți, fiecare reprezentând o frecvență sinusoidală pură (figura 14.3).

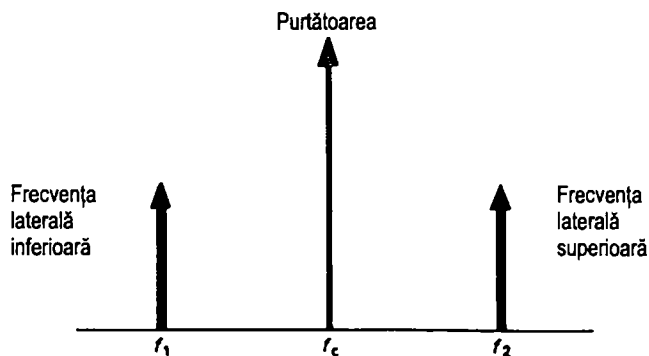


Figura 14.3 Spectrul de frecvențe al unei purtătoare MA

Benzi laterale

Semnalul este aproape totdeauna de formă complexă, conținând mai multe unde sinusoidale pure. De vreme ce fiecare undă sinusoidală pură produce o pereche de frecvențe laterale, o undă complexă va produce numeroase frecvențe laterale, creând astfel câte o bandă de frecvențe de fiecare parte a purtătoarei (figura 14.4). Aceste benzi se numesc benzi laterale. Plaja dintre frecvența laterală superioară cea mai mare și cea mai mică, f_2 și

f_4 , se numește bandă laterală superioară (BLS). Similar, plaja dintre frecvențele laterale inferioare cea mai mare și cea mai mică, f_1 și f_3 , se numește bandă laterală inferioară (BLI).

Cele două benzi sunt simetrice față de purtătoare și fiecare conține aceeași informație ca și cealaltă. Purtătoarea nu conține nici o informație. Toată informația este de fapt conținută de benzile laterale.

Pentru un semnal sinusoidal (o singură frecvență), benzile laterale superioară și inferioară se presupun a se întinde de la purtătoare la frecvența laterală superioară, respectiv de la purtătoare la frecvența laterală inferioară (figura 14.5).

EXEMPLUL 1

O purtătoare de 100 kHz este modulată de un semnal care are plaja de frecvențe între 400 și 3400 Hz. Determinați benzile laterale care se produc.

Soluție

Frecvența cea mai înaltă, 3400 Hz produce două frecvențe laterale:

$$f_1 = 100\,000\text{ Hz} - 3400\text{ Hz} = 96\,600\text{ Hz}$$

$$f_2 = 100\,000\text{ Hz} + 3400\text{ Hz} = 103\,400\text{ Hz}$$

(vedeți figura 14.6).

Frecvența cea mai mică a semnalului, 400 Hz produce alte două frecvențe laterale:

$$f_3 = 100\,000\text{ Hz} - 400\text{ Hz} = 99\,600\text{ Hz}$$

$$f_4 = 100\,000\text{ Hz} + 400\text{ Hz} = 100\,400\text{ Hz}$$

Banda laterală superioară este

$$\text{BLS} = f_2 - f_4 = 103\,400\text{ Hz} - 100\,400\text{ Hz} = 3000\text{ Hz}.$$

Banda laterală inferioară este

$$\text{BLI} = f_3 - f_1 = 99\,600\text{ Hz} - 96\,600\text{ Hz} = 3000\text{ Hz}.$$

Cu alte cuvinte, $\text{BLS} = \text{BLI} = \text{frecvența maximă a semnalului} - \text{frecvența minimă a semnalului} = 3400\text{ Hz} - 400\text{ Hz} = 3000\text{ Hz}$.

Frecvențele laterale ale oricărei alte frecvențe ale semnalului vor cădea în interiorul benzilor laterale superioare și inferioare.

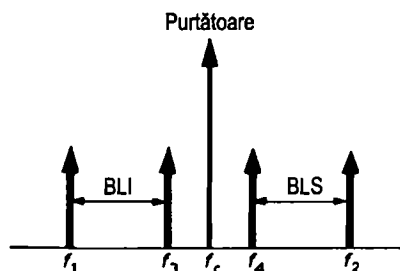


Figura 14.4 Benzi laterale

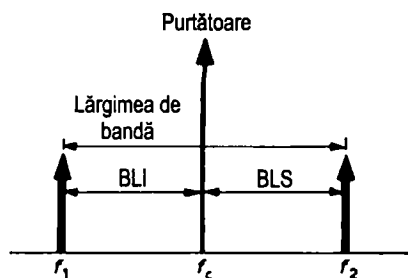


Figura 14.5 Benzi laterale și lărgimea de bandă pentru o purtătoare modulată de un singur semnal sinusoidal

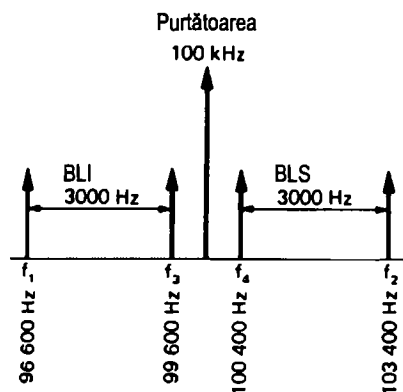


Figura 14.6

Lărgimea de bandă

De vreme ce frecvențele laterale poartă informația, pentru o transmisie fidelă banda sistemului trebuie să fie suficient de largă pentru a cuprinde toate frecvențele laterale prezente. Pentru un semnal pur sinusoidal, se produc două frecvențe laterale. Banda se extinde deci de la frecvența laterală inferioară f_1 din figura 14.5 până la frecvența laterală superioară f_2 .

Dacă frecvența semnalului este de 1 kHz, atunci

$$\begin{aligned}\text{BLI} = \text{BLS} &= 1 \text{ kHz și} \\ \text{Banda} &= \text{BLI} + \text{BLS} = \\ &= 2 \times \text{banda laterală} = \\ &= 2 \times 1 \text{ kHz} = 2 \text{ kHz.}\end{aligned}$$

Cu alte cuvinte, banda = $2 \times$ frecvența semnalului.

Pentru un semnal complex, banda unui sistem MA = $2 \times$ frecvența maximă a semnalului, și, cu această condiție, toate frecvențele laterale sunt incluse.

Transmisii cu bandă laterală unică și bandă laterală dublă

De vreme ce o bandă laterală conține tot atâta informație ca și cealaltă, transmisia se poate realiza folosind o singură bandă laterală fără a pierde nimic din informație. În transmisiile cu o singură bandă laterală, numite de bandă laterală unică, BLU (în engl. *SSB – Single Side Band*), este suprimată fie banda laterală inferioară, fie banda laterală superioară și se transmite numai banda laterală rămasă. În transmisiile cu bandă laterală dublă, BLD (*DSB – Double Side Band*), se transmit ambele benzi laterale.

Transmisiile cu bandă laterală unică necesită numai jumătate din banda necesară transmisiilor cu bandă laterală dublă. Din acest motiv, transmisiile BLU se folosesc în telefonie și radio. Se pot astfel include de două ori mai multe canale într-o aceeași bandă de frecvențe purtătoare. Pentru simplitate, transmisiile BLD se folosesc pentru toate programele de radiodifuziune sonoră. Transmisiile sunt de regulă presupuse BLD, cu excepția cazurilor când se specifică altfel.

EXEMPLU

Purtătoarea MA este modulată de o undă dreptunghiulară cu frecvența de 100 Hz. Neglijând armonicile mai mari de ordinul cinci, stabiliți banda necesară pentru: (a) o transmisie BLD și (b) o transmisie BLU.

Soluție

O undă dreptunghiulară de 100 Hz conține următoarele componente:

$$\begin{aligned}\text{fundamentală} &= 100 \text{ Hz,} \\ \text{armonica a treia} &= 300 \text{ Hz,} \\ \text{armonica a cincea} &= 500 \text{ Hz.}\end{aligned}$$

Armonicile mai mari sunt neglijate.

Prin urmare, frecvența maximă a semnalului este de 500 Hz.

Banda pentru BLD este $2 \times \text{frecvența maximă a semnalului} = 2 \times 500 \text{ Hz} = 1000 \text{ Hz}$.

Banda pentru BLU este $1/2 \times \text{banda pentru BLD} = 1/2 \times 1000 \text{ Hz} = 500 \text{ Hz}$.

Emițătorul radio pentru modulația de amplitudine

În emițătorul radio, undele sonore sunt mai întâi transformate în unde electrice (care vor reprezenta semnalul modulator de audio-frecvență – A.F.) de către un microfon (figura 14.7). Semnalul A.F. este amplificat de un amplificator de A.F. (etajul 1) pentru a fi livrat unui modulator (etajul 2). Purtătoarea este generată de un oscilator de radio-frecvență – R.F. (etajul 5), amplificată de un amplificator de R.F. (etajul 6) acordat pe o anumită frecvență purtătoare și livrată apoi modulatorului M.A. Purtătoarea modulată în amplitudine este apoi amplificată de etajul 3 și livrată unui amplificator R.F. de putere de ieșire. Etajul de ieșire trimite puterea de radio-frecvență (adică purtătoarea) în antenă. Banda transmisiilor M.A. este limitată la 9 kHz, folosind bandă laterală dublă.

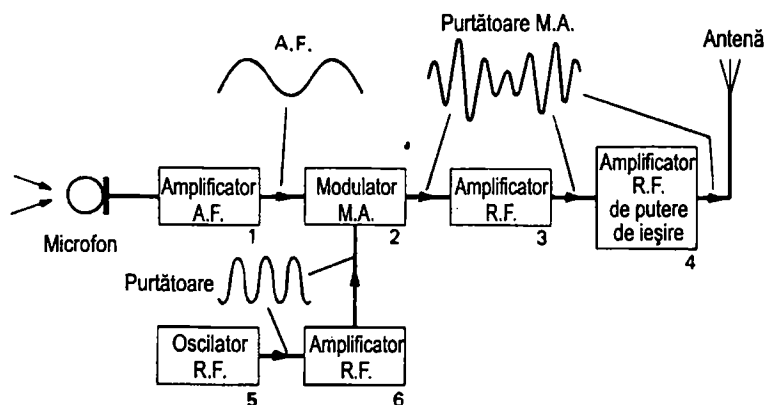


Figura 14.7 Schema bloc a unui emițător M.A.

Receptorul pentru modulația de amplitudine

Un receptor trebuie să poată funcționa într-o plajă de frecvențe purtătoare (de exemplu în banda UL sau UM) și trebuie să producă un semnal de A.F. care să reproducă fidel semnalul original modulator. Receptorul trebuie să fie capabil să selecteze frecvența purtătoare dorită (adică stația dorită), moment în care toate celelalte frecvențe trebuie deselectionate.

Receptor acordat de radio-frecvență (TRF – Tuned R.F)

Figura 14.8 prezintă schema bloc a unui receptor acordat de radio-frecvență. Etajele 1 și 2 sunt două amplificatoare similare cuplate în tandem. În acest fel, ambele amplificatoare sunt mereu acordate pe aceeași frecvență purtătoare. Prin acordul amplificatoarelor de R.F., este selectată și amplificată frecvența purtătoarei dorite. Purtătoarea M.A. selectată

este apoi demodulată prin detector, reproducând semnalul A.F. Acesta trece apoi printr-un amplificator de tensiune de a.f. (etajul 4) și apoi un amplificator de putere de ieșire care pompează puterea a.f. într-un difuzor.

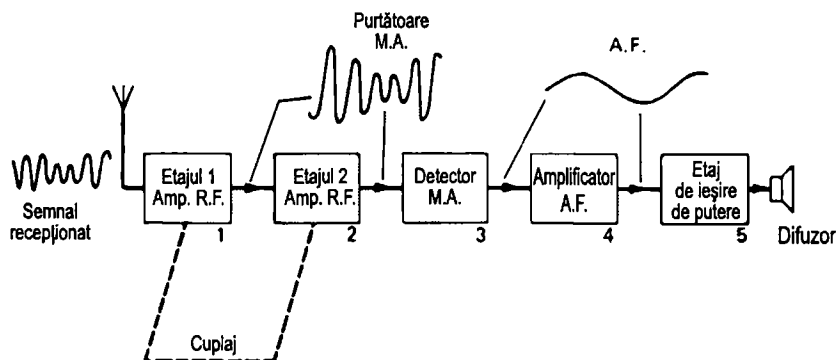


Figura 14.8 Schema bloc a unui radioreceptor cu acord direct

Receptorul acordat R.F., cunoscut și sub denumirea de receptor cu acord direct, nu se mai fabrică astăzi deoarece are mai multe dezavantaje. Principalul dezavantaj este acela că fiecare etaj R.F. (etajele 1 și 2) trebuie să poată fi acordat pe întreaga bandă de frecvențe, de exemplu pentru UM, de la 600 la 1600 kHz. Acordul celor două etaje trebuie să se realizeze simultan, de aici și cuplarea în tandem. Aceasta creează o serie de dificultăți atât în proiectarea mecanică, dar și în asigurarea selectivității amplificatoarelor.

Receptorul superheterodină

Pentru a depăși dezavantajele receptoarelor cu acord direct a fost introdus principiul superheterodinei. Frecvența purtătoarei selectate de tuner este schimbată, folosind un schimbător de frecvență, într-o frecvență comună (aceeași pentru toate stațiile pe care se face acordul), numită **frecvență intermediară (F.I.)**. Amplificatoarele pot astfel să fie acordate numai pe o singură frecvență, și anume frecvența intermediară. Pentru aparatele M.A., se folosește uzual o frecvență intermediară (F.I.) de 470 kHz.

Schimbarea de frecvență

Schimbarea de frecvență este obținută cu un mixer și cu un oscilator local (privești figura 14.9). În mixer sunt introduse două semnale R.F. separate, frecvența purtătoarei recepționate f_c și frecvența oscilatorului local f_o . Mixerul produce patru frecvențe diferite: cele două frecvențe originale, f_c și f_o împreună cu

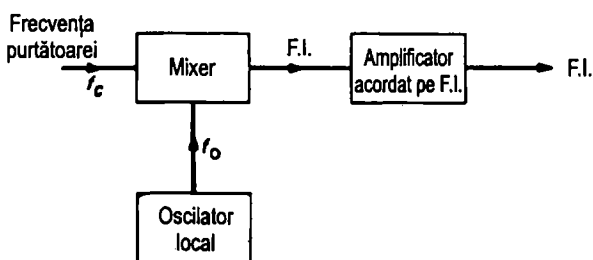


Figura 14.9 Schimbarea de frecvență

suma lor $f_c + f_o$ și cu diferența lor $f_o - f_c$. Ieșirea este acordată pe diferența $f_o - f_c$ iar aceasta este frecvența intermediară. Frecvența oscilatorului local este mai mare decât frecvența purtătoare cu 470 kHz de fiecare dată. Aceasta se obține prin cuplarea în tandem a oscilatorului local cu tunerul R.F.

Schema bloc a receptorului superheterodină

Frecvența purtătoare este selectată de tunerul R.F. și în continuare este schimbată în frecvența intermediară de către mixer (figura 14.10). Etajele 4 și 5 sunt amplificatoare de R.F. (numite amplificatoare de F.I.) acordate pe F.I., adică pe 470 kHz. Frecvența intermediară modulată este trecută în demodulator M.A., care extrage semnalul A.F., pe care îl livrează etajelor de A.F. și astfel la adifuzoare.

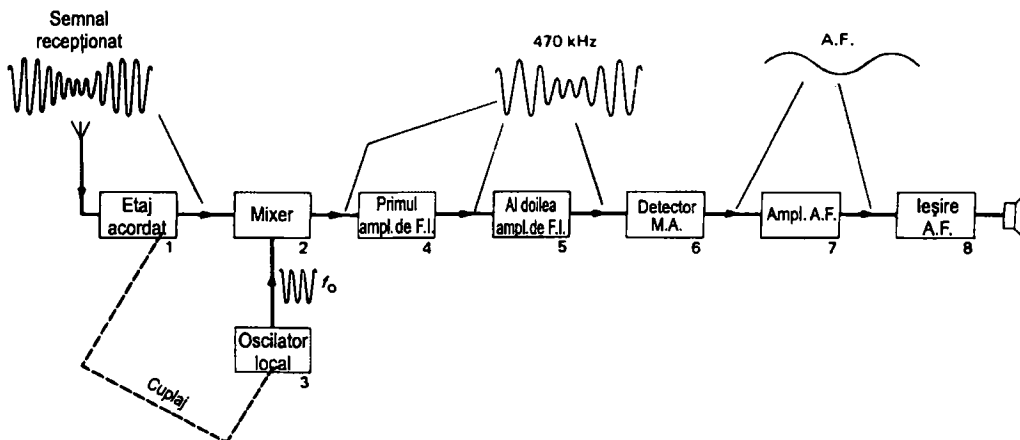


Figura 14.10 Receptorul de radio superheterodină

Lărgimi de bandă

Lărgimea de bandă a unui sistem de radio M.A. este limitată la 9 kHz. Pentru a evita suprapuneri între transmisii adiacente, rezultă că fiecare bandă laterală ar trebui să fie de numai 4,5 kHz, ceea ce ar corespunde frecvenței maxime a semnalului, 4,5 kHz. Lărgimea de bandă a etajului de acord R.F. și a amplificatoarelor de F.I. ar trebui deci să fie de 9 kHz pentru a putea găzdui ambele benzi laterale, în timp ce pentru amplificatorul A.F. este suficientă o bandă de 4,5 kHz, deoarece aceasta este frecvența maximă a semnalului.

Un alt tip uzual de modulație folosit în comunicațiile radio este modulația de frecvență (M.F.), modulație prin care se modifică frecvența purtătoarei în funcție de semnalul modulator (figura 15.1).

Deviația de frecvență

Deviația de frecvență este măsura în care frecvența purtătoarei este variată la modificare cu 1 V a nivelului semnalului. Unitatea de măsură pentru deviația de frecvență este kHz/V. De exemplu, să presupunem că o purtătoare de 100 kHz trebuie modulată cu un semnal dreptunghiular care are o amplitudine de 5 V (figura 15.2). Dacă deviația de frecvență este de 10 kHz/V, atunci pentru perioada de la A la B, frecvența purtătoarei va crește cu:

amplitudinea semnalului \times deviația de frecvență = $5 \times 10 \text{ kHz} = 50 \text{ kHz}$,
obținând o frecvență a purtătoarei de
 $1000 \text{ kHz} + 50 \text{ kHz} = 1050 \text{ kHz}$

De la punctul B la C frecvența purtătoarei va fi deviată cu aceeași valoare, adică $5 \times 10 = 50 \text{ kHz}$, dar de data aceasta în direcția negativă, obținând o frecvență mai mică, de $1000 - 50 = 950 \text{ kHz}$.

Deviația maximă

Modificarea frecvenței purtătoarei, datorată nivelului semnalului trebuie limitată la o valoare maximă, pe care purtătoarea nu trebuie să o depășească. Aceasta se numește deviația maximă de frecvență. De exemplu, transmisiile BBC cu M.F. folosesc o deviație de frecvență de 15 kHz/V și o deviație maximă de $\pm 75 \text{ kHz}$. Valoarea maximă a semnalului este limitată de deviația maximă permisă.

$$\text{Semnalul maxim} = \text{Deviația maximă} / \text{Deviația de frecvență} = \frac{\pm 75 \text{ kHz}}{15 \text{ kHz/V}} = \pm 5 \text{ V},$$

sau cu alte cuvinte, 5 V în direcția pozitivă sau în direcția negativă.

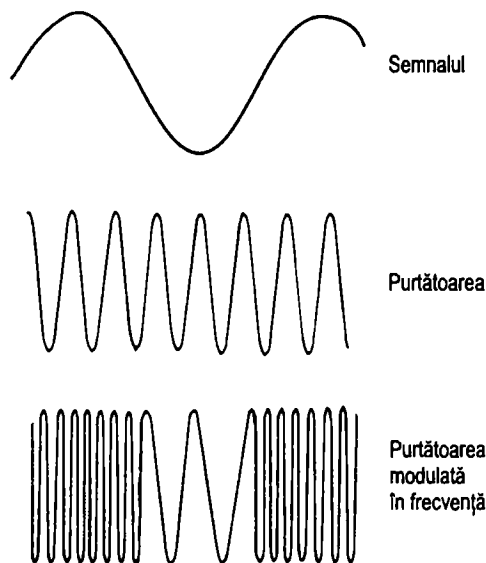


Figura 15.1 Modulația de frecvență.

De remarcat că amplitudinea purtătoarei rămâne constantă, în timp ce frecvența sa se modifică.

Frecvențele laterale și lărgimea de bandă

Când o purtătoare este modulată în frecvență, se produc un număr infinit de frecvențe laterale. Amplitudinea frecvențelor laterale scade progresiv pe măsură ce se depărtează de purtătoare.

Banda unui sistem M.F. ar trebui atunci să fie infinită pentru a include toate frecvențele laterale. În practică, se pot neglija frecvențele laterale mai mici, fără a rezulta distorsiuni notabile. De exemplu, BBC folosește o bandă de 250 kHz pentru transmisiile sale M.F.

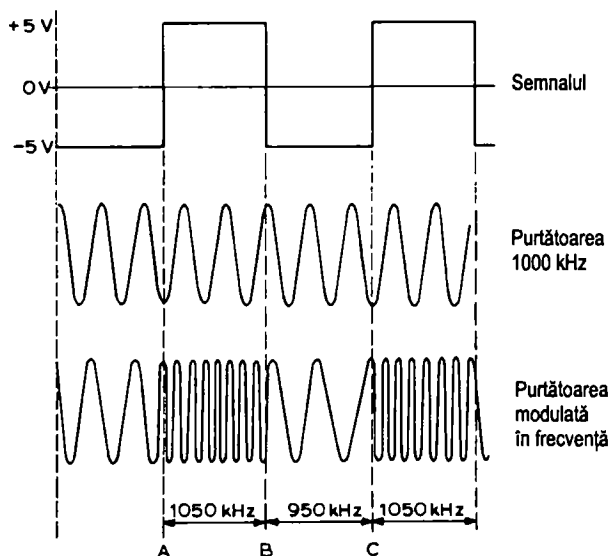


Figura 15.2 Purtătoare modulată M.F. de către un semnal dreptunghiular

Comparație între sistemele M.A și M.F.

	<i>Modulația de amplitudine</i>	<i>Modulația de frecvență</i>
1. Amplitudinea purtătoarei	Se modifică după semnal	Rămâne constantă
2. Frecvențe laterale	Două pentru fiecare frecvență a semnalului	Număr infinit
3. Lărgimea de bandă	9 kHz	250 kHz
4. Benzi radio	UL, UM, US	FIF, UIF

Avantaje ale modulației de frecvență

Modulația de frecvență este superioară modulației de amplitudine în următoarele aspecte:

1. Cu sistemul M.F. este posibilă o mai bună calitate a sunetului. Aceasta se întâmplă datorită benzii mai largi care poate găzdui mai multe armonici ale semnalului.
2. Transmisiile M.F. au un nivel foarte scăzut de zgomot. Zgomotul este reprezentat de semnale nedorite care apar la ieșire, de obicei datorate modificărilor de amplitudine ale purtătoarei. În sistemul M.F. acestea se pot ușor elimina prin limitarea ambelor vârfuri ale purtătoarei. Informațiile obținute la schimbarea de frecvență a purtătoarei rămân nealterate.

Emițătorul cu modulație de frecvență

Emițătorul M.F. (figura 15.3) este similar cu un emițător M.A. cu excepția etajului de modulare (etajul 3). Modularea de frecvență se obține cu ajutorul unui oscilator R.F. a cărei frecvență este variată după semnalul A.F. care este aplicat de la un amplificator A.F. (etajul 2).

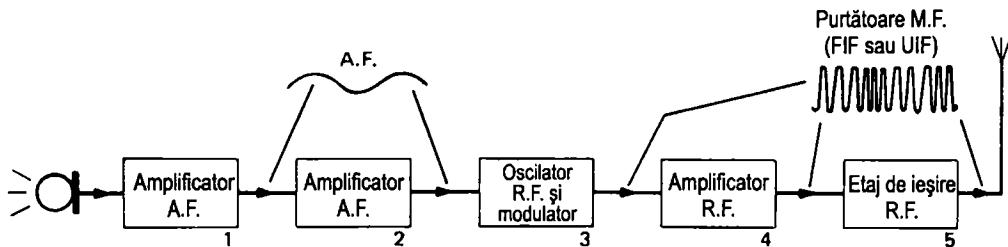


Figura 15.3 Emițător M.F.

Datele de transmisie cu M.F. ale BBC

Tipul	bandă laterală dublă
Lărgimea de bandă	250 kHz
Deviația de frecvență	15 kHz/V
Deviația maximă	± 75 kHz
Purtătoarea	FIF: 89,1 MHz; 91,5 MHz; 93,5 MHz.

Receptorul pentru modulație de frecvență

Figura 15.4 prezintă o schemă bloc pentru un receptor superheterodină. Primul etaj al receptorului M.F. este un amplificator acordat de R.F., care înlocuiește tunerul din receptorul M.A. Acest etaj este necesar în receptoarele M.F. pentru a asigura suficientă amplificare purtătoarei FIF. Oscilatorul local și mixerul (etajele 2 și 3) schimbă frecvența purtătoarei selectate într-o frecvență intermediară, de 10,7 MHz. Acestea sunt urmate de un amplificator de F.I. Detectorul M.F. sau decodorul (adeseori numit discriminador) transformă deviațiile de frecvență în semnalul original A.F., care este livrat unui etaj de A.F. și apoi mai departe către difuzorul de sarcină.

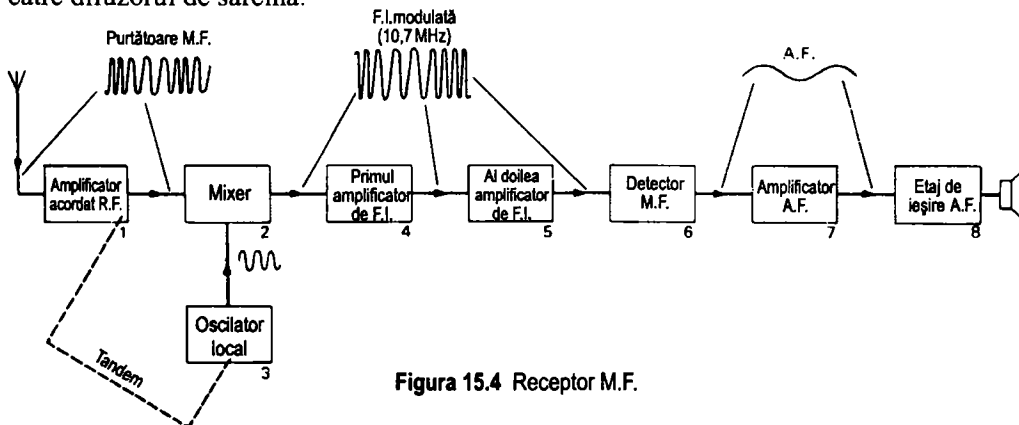


Figura 15.4 Receptor M.F.

Lărgimea de bandă a sistemului M.F. este de 250 kHz. Aceasta înseamnă că benzile pentru amplificatorul R.F. și pentru amplificatorul F.I. trebuie să fie identice, adică 250 kHz. Etajele de A.F. (etajele 7 și 8) au o bandă de aproximativ 20 Hz – 20 kHz.

Reglajul automat al amplificării (RAA) ^{n.t.4}

De multe ori, datorită unor cauze diferite cum ar fi de exemplu condițiile atmosferice, nivelul purtătoarei la recepție variază (*fading*), provocând variații supărătoare la ieșirea receptorului. Se poate depăși acest inconvenient prin folosirea unui reglaj automat al amplificării, atât în etajele de R.F. cât și în cele de A.F.

Reglajul automat al amplificării (RAA) se obține printr-o rețea de reacție de c.c. arătată în figura 15.5. Ieșirea c.c. a detectorului este adusă înapoi la intrarea primului etaj de F.I. Tensiunea de reacție controlează câștigul amplificatorului F.I. astfel încât amplificarea să crească atunci când purtătoarea recepționată este slabă și să descrească atunci când purtătoarea este puternică.

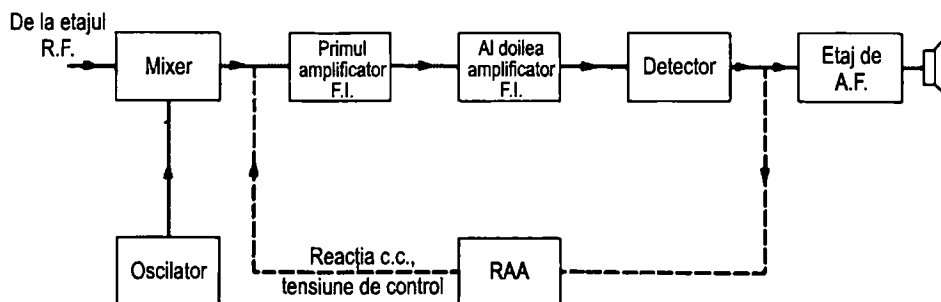


Figura 15.5 Reglajul automat al amplificării (RAA)

Controlul automat al frecvenței (CAF) ^{n.t.5}

Un semnal distorsionat la ieșirea receptorului poate fi cauzat și de un acord incorect. Pentru a obține acordul corect, se folosește, mai ales în receptoarele M.F., un control automat al frecvenței. CAF controlează frecvența oscilatorului local, folosind un discriminator sau un comparator, ca în figura 15.6. Discriminatorul transformă o frecvență intermediară incorectă într-o „tensiune de control” care ajustează frecvența oscilatorului local.

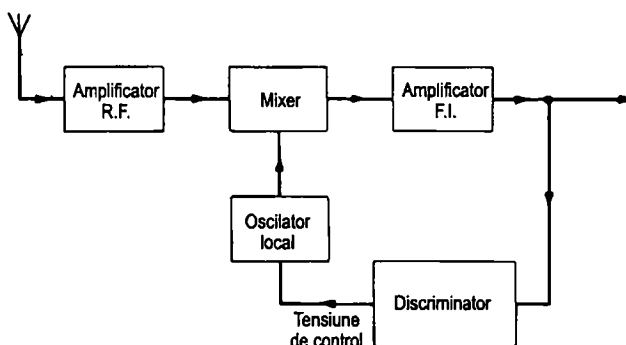


Figura 15.6
Controlul automat al frecvenței (CAF)

^{n.t. 4} În engleză *AGC* – *Automatic Gain Control*.

^{n.t. 5} În engleză *AFC* – *Automatic Frequency Control*.

Tipurile de modulație prezentate până aici au fost cele care foloseau o purtătoare continuă. Un alt tip de modulație este posibil, și anume acela în care purtătoarea este discontinuă, ea constând dintr-un tren de impulsuri. Se pot modifica unele caracteristici ale impulsurilor, în corelație cu semnalul modulator.

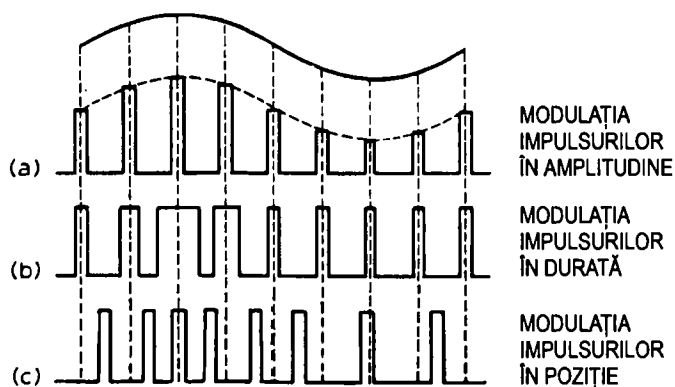


Figura 16.1 Modulația impulsurilor

1. **Modulația impulsurilor în amplitudine (MIA)** – prin care amplitudinea impulsurilor se modifică în funcție de semnal (figura 16.1(a)).
2. **Modulația impulsurilor în durată (MID)** – prin care durata impulsurilor se modifică în funcție de semnal (figura 16.1(b)).
3. **Modulația impulsurilor în poziție (MIP)** – prin care poziția impulsurilor se modifică în funcție de semnal (figura 16.1(c)).

Modulația impulsurilor în cod (MIC)

La modulația impulsurilor în amplitudine, semnalul modulator este folosit pentru a varia amplitudinea unui tren de impulsuri. Frecvența de repetiție a impulsurilor este constantă precum și lățimea impulsurilor. Prin urmare, variația de amplitudine a impulsurilor este singura mărime care ne interesează. Dacă însă în loc să se transmită impulsurile direct, amplitudinea fiecărui impuls este indicată printr-un cod și apoi acest cod se transmite, sistemul care rezultă se numește modulația impulsurilor în cod – a se vedea figura 16.2.

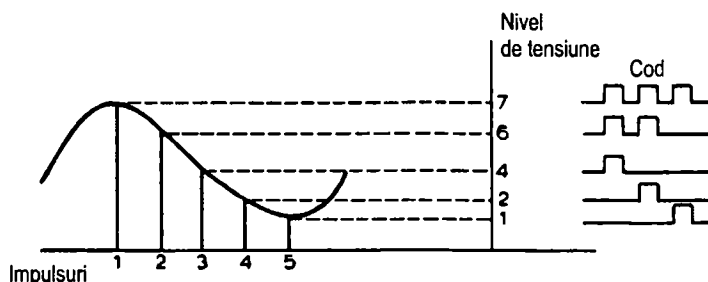


Figura 16.2 Eșantionarea și codarea pentru un sistem MIC

În acest sistem, nivelul fiecărui impuls sau eșantion este reprezentat printr-o serie de impulsuri de amplitudine și frecvență constante, conform unui anumit cod (vedeți și capitolul 11). Aranjarea acestora, adică apariția sau ne-apariția lor, reprezintă nivelul impulsurilor. De exemplu, un cod binar de trei digiți (cifre) folosește o serie de trei impulsuri pentru a coda nivelul, ca în figura 16.3.

Folosind un cod binar de trei digiți se pot coda numai 8 nivele discrete de semnal (de la 0 la 7). Un cod de patru digiți poate găzdui 16 nivele (de la 0 la 15) și așa mai departe.

La transmisie, se folosește un bloc de codare pentru a traduce fiecare nivel într-o serie de impulsuri. Aceste serii de impulsuri sunt apoi transmise una după alta în continuu. La recepție, se folosește un decodor pentru a interpreta nivelele codate și a reface semnalul original.

MIC este relativ imună la distorsiuni și zgomote. Alt avantaj este acela că folosește același sistem de codare ca și transmisiile de date de calculatoare, prin urmare ambele pot fi realizate folosind aceleași echipamente de codare, decodare, amplificare și transmisie.

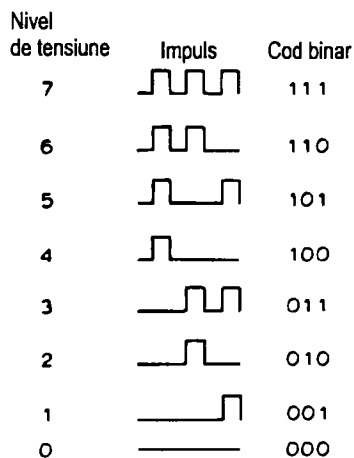


Figura 16.3

Multiplexarea cu diviziune în timp

Prin folosirea unei purtătoare întrerupte, adică a unui tren de impulsuri, semnalul modulator este eșantionat la intervale regulate și nivelul eșantioanelor este analizat și transmis o dată cu fiecare impuls. În intervalul dintre eșantioane nu se transmite nici o informație. Aceste intervale se pot deci folosi pentru a transmite eșantioane ale altor semnale. În acest fel, un canal poate fi folosit pentru mai multe transmisii separate. Această metodă se numește multiplexarea cu diviziune în timp.

Tubul catodic (CRT) ^{n.l.6}

Principiul de funcționare a tubului catodic constă în aceea că un catod fierbinte încărcat negativ emite electroni care sunt atrași și colectați de un anod încărcat pozitiv. Acesta este principiul bătrânei valve termionice (diod electronică cu vid).

În CRT, electronii de viteză mare sunt emiși de un tun electronic (figura 17.1). Ei sunt focalizați de o lentilă electronică și direcționați către un ecran care acționează ca un anod încărcat pozitiv. Ecranul este căptușit în interior cu o pudră fluorescentă (sau fosfor), care realizează un spot vizibil atunci când este lovit de fasciculul de electroni de mare viteză. Fluxul de electroni generat de tunul electronic produce un spot staționar pe ecran. Pentru a realiza urma unei unde, cu alte cuvinte o trasă, fluxul de electroni este deviat atât pe orizontală cât și pe verticală, pe direcțiile X, respectiv Y. Procesul de deviere se numește deflexie (termen provenit din engleză) sau baleiaj (termen provenit din franceză) – n. t.

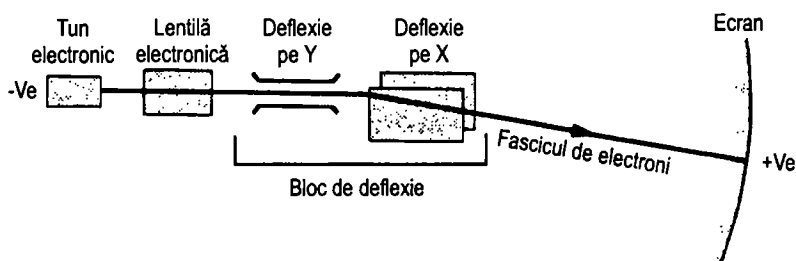


Figura 17.1 Schema bloc a tubului catodic

Metode de deflexie

Există două metode pentru a realiza deflexia fasciculului de electroni într-un CRT. Metoda *electrostatică* folosește două armături (plăci) plasate una în fața celeilalte și un potențial

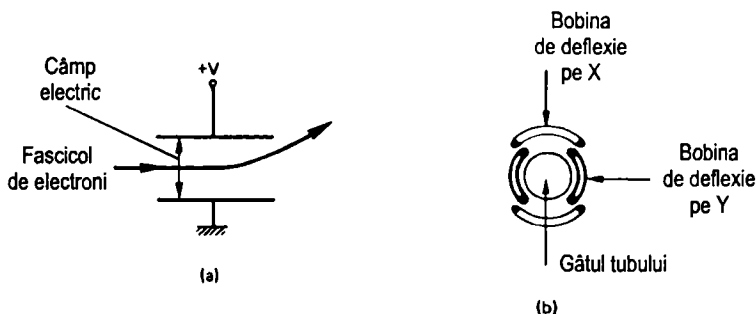


Figura 17.2 (a) Deflexia electrostatică; (b) Deflexia electromagnetică

^{n.l.6} Abrevierea CRT (Cathode Ray Tube) este general folosită în literatura tehnică în limba engleză. S-a folosit, de asemenea, abrevierea TK, provenită din limba rusă.

electric între ele (figura 17.2(a)). Se creează astfel un câmp electric care deviază electronii care trec prin el. Deflexia *electromagnetică*, pe de altă parte, folosește câmpul magnetic creat de curentul ce trece printr-o bobină pentru a devia fasciculul de electroni. Se folosesc două seturi de bobine de deflexie (în TV numite și bobine de baleiaj), așa cum se vede în figura 17.2(b). Ambele metode sunt capabile să producă deviații liniare. Totuși, deflexia electrostatică are o plajă de frecvențe mai largă și, de aceea, este folosită în osciloscoape. Deflexia electromagnetică este mai potrivită pentru tuburi cu tensiune foarte mare, cum sunt cele folosite în receptoarele TV și care necesită mai puțin spațiu, deoarece ambele bobine sunt plasate în același loc, pe gâtul tubului catodic.

Construcția unui tub catodic

Figura 17.3 ilustrează schematic construcția internă a unui tub catodic care folosește deflexia electrostatică. Sunt prezentați totodată diverșii electrozi și potențialele lor relative. Electronii emiși de catod (sau de tunul electronic), trec printr-o mică gaură (sau apertură) din grilă. Grila, care este negativă față de potențialul catodului, determină intensitatea fluxului electronic emis și, prin urmare, luminozitatea trasei de pe ecran. Fluxul de electroni trece printr-o lentilă electronică având rolul de a focaliza fluxul pe ecran. A_2 este anodul final, cu un potențial de câțiva kV (față de catod), potențial numit și FIT (Foarte Înaltă Tensiune) sau *EHT* (*Extra High Tension*). Pentru a asigura deflexia electrostatică a spotului în cele două plane, vertical și orizontal, se folosesc două perechi de armături (plăci) D_1 și respectiv D_2 .

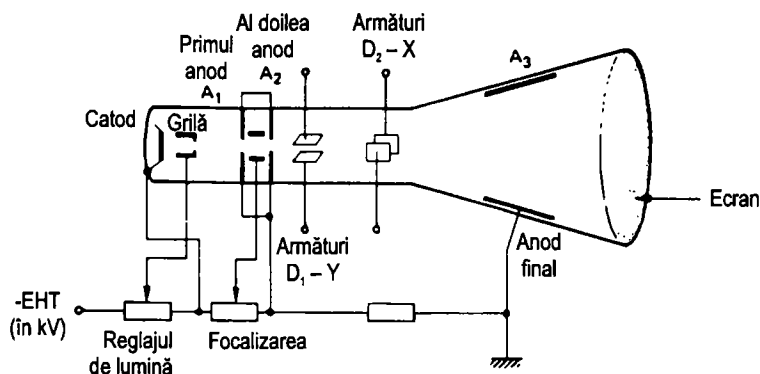


Figura 17.3 Tub catodic

Deflexia pe verticală este produsă de armăturile Y, în timp ce deflexia pe orizontală este produsă de armăturile X. Semnalul de intrare este adus pe armăturile Y care deviază spotul electronic în sus și în jos, în funcție de amplitudinea semnalului.

Armăturile X determină traversarea ecranului de către spot dintr-o parte în alta cu o viteză constantă (cursa directă se numește *sweep*) și apoi revenirea (întoarcerea) cu o viteză mult mai mare (cursa inversă se numește *flyback*) în capătul original, de unde pornește iar.

Semnalul de comandă al armăturilor X are forma de undă tip dinte de fierăstrău, arătată în figura 17.4 și este generat de un oscilator. Această formă de undă este numită **bază de timp**.

Aplicarea potrivită a semnalelor pe armăturile X și Y deplasează spotul astfel încât să producă pe ecran o imagine fidelă a formei de undă de intrare.

Osciloscopul cu tub catodic

Osciloscopul folosește un tub catodic împreună cu toate celelalte dispozitive necesare producerii unei trase staționare, identice ca formă cu unda originală de intrare. Figura 17.5 prezintă o schemă bloc a circuitelor de semnal și a bazei de timp.

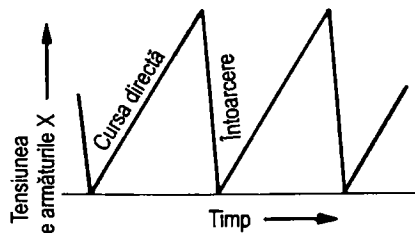


Figura 17.4 Baza de timp (dinte de fierăstrău)

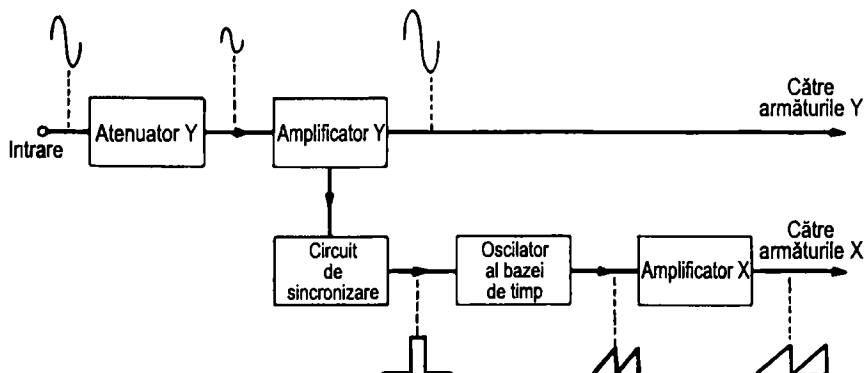


Figura 17.5 Schema bloc a unui osciloscop

Înălțimea trasei este reglată cu atenuatorul pe Y (sau controlul), iar amplificatorul pe Y asigură o măsurare calibrată a amplitudinii semnalului în V/cm. Oscilatorul bazei de timp este sincronizat cu intrarea la armăturile Y pentru a produce o trasă staționară pe ecran.

Figura 17.6 prezintă armăturile (plăcile) X și Y ale osciloscopului alimentate cu semnalele ilustrate. Semnalul conectat la armăturile Y face ca fluxul și, prin urmare, spotul pe ecran să se miște în sus și în jos, pe direcție verticală. „Dintele de fierăstrău“ care alimentează armăturile X face ca spotul să se deplaseze pe ecran pe direcție orizontală, cu o viteză constantă în timpul cursei directe. La sfârșitul acesteia, forma de undă revine rapid la valoarea de pornire, întorcând spotul la poziția inițială. În timpul fiecărei curse directe, deplasarea orizontală a spotului este proporțională cu timpul, prin urmare baza de timp poate fi calibrată din punctul de vedere al timpului, adică în secunde pe centimetru.

Pentru ca să apară sincronizarea, cursa directă a bazei de timp este făcută să fie egală cu un multiplu întreg al perioadei semnalului de intrare, adică de 2, 3, 4 ori etc.

Figura 17.7 arată o bază de timp a cărei cursă directă (sweep) este de două ori cât perioada semnalului de intrare. La fiecare cursă sweep, sunt acoperite două cicluri ale semnalului de intrare. Prin urmare, imaginea va fi ca cea din figura 17.7(c).

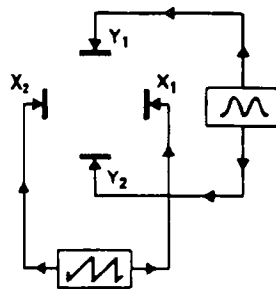


Figura 17.6

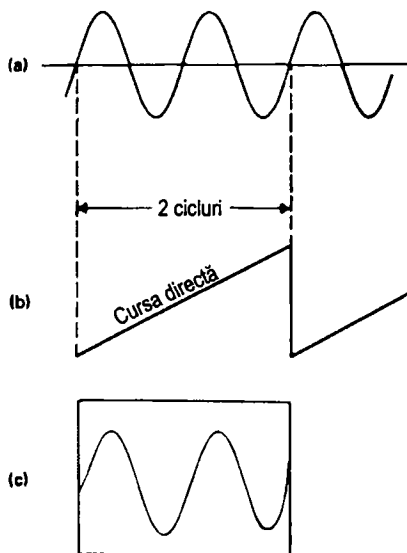


Figura 17.7

Dacă frecvența bazei de timp este acum dublată, deci cursa directă este egală cu cea a semnalului de intrare, imaginea va arăta ca în figura 17.8(a), afișând numai o perioadă. Invers, dacă baza de timp este înjumătățită (adică se dublează cursa directă), trasa va acoperi de două ori mai multe cicluri ale semnalului de intrare, afișând patru perioade, așa cum se vede în figura 17.8(b).

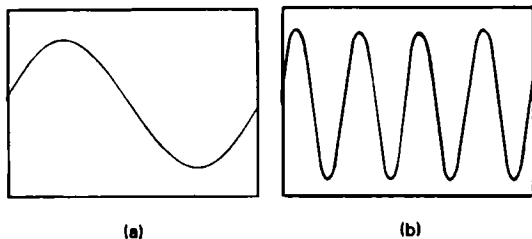


Figura 17.8

Potențiale tipice pentru electrozi

Potențialele tuburilor catodice diferă în funcție de dimensiunea ecranului. În plus, pentru tuburile folosite în televiziune sunt necesare tensiuni mai mari decât pentru cele din osciloscop.

Potențialele tipice sunt:

	<i>Osciloscop</i>	<i>Televizor</i>
Catod	30 V	70 V (monocrom) 120 V (color)
Grilă	0 V	30 V
Focalizare	+ 1400 V	2-3 kV
Anod final	+ 2000 V	15-20 kV (monocrom) 20-25 kV (color)

EXEMPLUL 1

Armăturile (plăcile) X și Y ale unui osciloscop sunt atacate cu următoarele semnale. Pentru fiecare caz, sunt schițate și imaginile redată pe ecran.

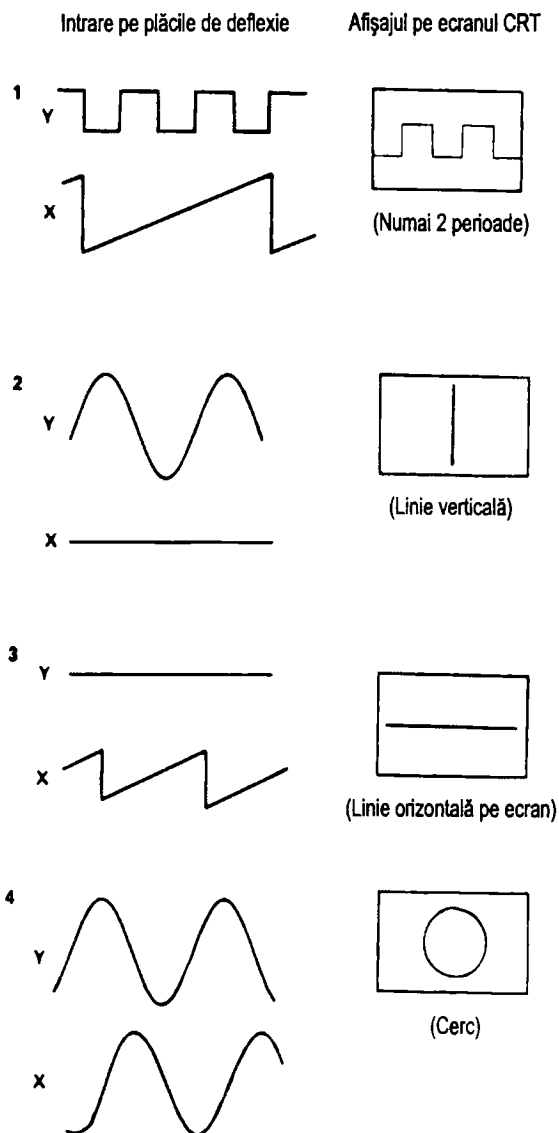


Figura 17.9

Transmisiile de televiziune implică transmiterea atât informațiilor de imagine cât și de sunet. Aceasta necesită un sistem cu o bandă foarte largă pentru a cuprinde volumul mare de informație. Pentru acest motiv se folosesc purtătoare în benzile FIF și UIF.

În sistemul de televiziune, imaginea care trebuie transmisă se produce într-o cameră de luat vederi electronică, pe o suprafață specială, sensibilă la lumină, care este explorată (scanată) de un fascicul de electroni. Deoarece scena transmisă conține de cele mai multe ori mișcare, ea trebuie scanată într-un timp suficient de scurt pentru a face ca imaginile consecutive să difere foarte puțin una de cealaltă. Fenomenul numit „persistența imaginii” oferă telespectatorului impresia mișcării continue a imaginii, exact ca și în cazul imaginilor de cinematograf.

Explorarea

Procesul de scanare presupune explorarea imaginii pe o serie de linii, astfel încât este examinată luminozitatea în fiecare punct în succesiune (figura 18.1). În sistemul TV se explorează (scanează) 25 de imagini complete în fiecare secundă. În sistemele OIRT și CCIR, numărul de linii din fiecare imagine este 625.

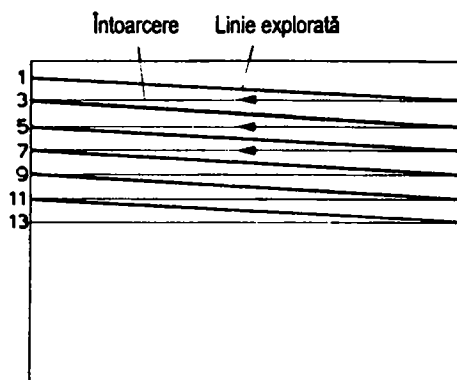


Figura 18.1 Explorarea (scanarea) liniilor

Întreșeserea

Deși 25 de imagini pe secundă ar produce efectul unei mișcări continue, o astfel de imagine suferă de pâlپări deranjante. Se poate depăși această situație prin creșterea frecvenței imaginilor la 50 pe secundă. Deoarece aceasta ar dubla banda necesară, se folosește metoda întreșeserii. Se scanează întâi liniile impare, apoi liniile pare. Fiecare jumătate de imagine (cea cu linii impare și cea cu linii pare) se numește câmp sau cadru. Prin urmare, avem 50 de cadre în fiecare secundă. Ochiul vede 50 de jumătăți de imagine în fiecare secundă, care sunt aproape identice – astfel că efectul este practic același cu vederea a 50 de imagini pe secundă, ceea ce asigură eliminarea pâlپării.

Forma de undă a semnalului video

Semnalul video constă din întreaga secvență a semnalelor de imagine, așa cum au fost scanate linie cu linie. Momentul de început al fiecărei linii este indicat prin folosirea unor impulsuri de sincronizare (impulsuri sincro). Se folosesc două tipuri de impulsuri de sincronizare: un impuls sincro de linii care se repetă la începutul fiecărei linii (figura 18.2) și un impuls diferit la începutul fiecărui cadru. Impulsurile sincro-cadre apar de 50 de ori pe

secundă, dând o frecvență de cadre de 50 Hz. Impulsurile sincro-linii au o frecvență de repetiție mult mai mare. În sistemele europene, impulsurile de linii se repetă de 625 de ori la fiecare imagine completă (două cadre), deci se obțin $25 \times 625 = 15\,625$ linii pe secundă, sau o frecvență de 15 625 Hz (15,625 kHz).

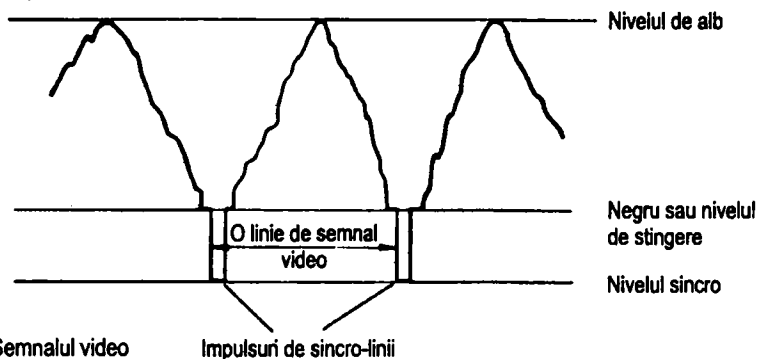


Figura 18.2 Semnalul video

Impulsuri de sincro-linii

Impulsurile sincro sunt sub nivelul de negru, după cum se poate vedea în Figura 18.2. Întoarcerea se produce deci cu spotul stins pe tub, astfel încât cursa inversă nu se observă.

Sistemul cu 625 de linii ^{n.t.7}

Sistemul folosește 625 de linii pe imagine:

Purtătoarea	FIF – banda 48 – 400 MHz (incluzând și televiziunea prin cablu); UIF – banda 400 – 869 MHz
Modulația	MA pentru video și MF pentru audio
Banda video	5,5 MHz
Frecvența cadrelor	50 Hz
Frecvența liniilor	15,625 kHz

Transmisia cu rest de bandă laterală

Metoda folosită pentru transmisia semnalelor TV este modulația de amplitudine. Semnalele MA dau două benzi laterale, de fiecare parte a purtătoarei. De vreme ce fiecare bandă laterală conține aceeași informație, purtătoarea modulată poate fi convertită pentru a avea o singură bandă laterală, înjumătățind astfel banda folosită. Totuși, în practică, nu este posibil să se obțină o modulație de bandă largă cu eliminarea totală a unei benzi laterale. Se folosește o atenuare graduală a unei benzi laterale, așa cum se vede în figura 18.3. Reducerea informației prin tăierea graduală a unei benzi laterale superioare între frecvențele f_c și f_2 este făcută prin transmiterea unei părți a benzii laterale inferioare, între f_1 și f_c . Aceasta este cunoscută ca transmisie cu rest de bandă laterală.

^{n.t.7} Există mai multe sisteme de transmisie TV. În America și Japonia se folosesc 525 de linii și 60 Hz pe cadru, iar banda video este de 4,5 MHz. Franța folosește M.A. pentru sunet în loc de M.F. și FI = 38 MHz. Diferențele apar și în gradul de modulație, frecvența intermediară de sunet, polaritatea semnalului video față de purtătoare etc. Pentru detalii privind transmisia TV într-o anumită țară sau zonă este necesară o referință la un standard (internațional sau național).

Receptorul TV

La recepție se folosește un tub catodic (CRT) pentru a reproduce imaginea. Spotul este făcut să devieze în concordanță cu scanarea originală a imaginii în studio. Acest lucru este asigurat de impulsurile de sincronizare prezente în semnalul recepționat. Spre deosebire de tuburile catodice folosite la oscilosoape, în cazul celor utilizate în receptoarele de televiziune se folosește deflexia electromagnetică, utilizând bobine de deflexie, pentru a reduce lungimea tubului cinescop.

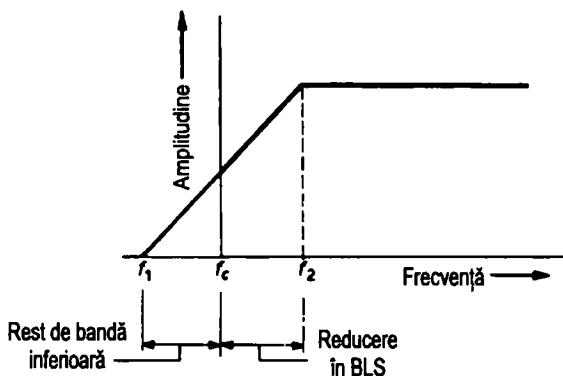


Figura 18.3 Rest de bandă laterală

Schema bloc

Prin intermediul undelor radio, semnalul este recepționat în antenă și amplificatorul RF 1 selectează stația dorită și asigură totodată și primul etaj de amplificare a purtătoarei (figura 18.4). Oscilatorul-mixer (etajele 2 și 3) schimbă frecvența purtătoarei într-o frecvență intermediară de 38,9 MHz (pentru normele europene continentale) sau 39,5 MHz (pentru Marea Britanie). Semnalul FI este amplificat de amplificatorul FI și este trecut printr-un detector (etajul 5) pentru demodulare. Semnalul demodulat conține informația de imagine împreună cu impulsurile de sincronizare și informația de sunet. Aceste trei componente trebuie să fie separate și livrate canalelor lor specifice.

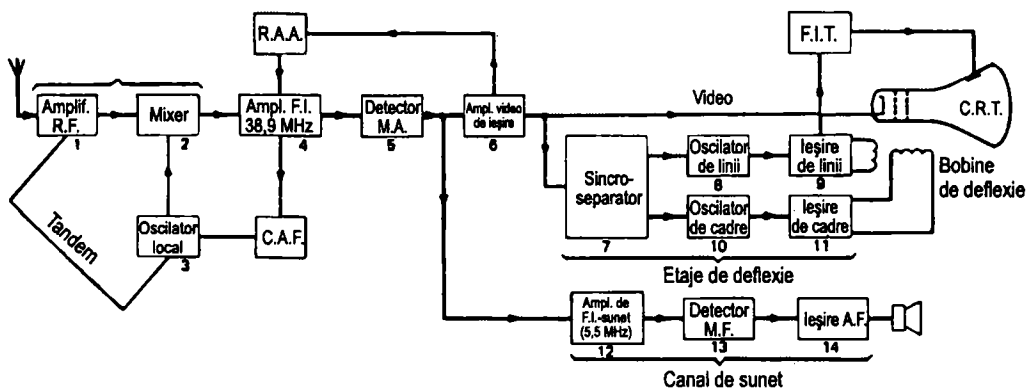


Figura 18.4 Schema bloc completă a unui receptor TV pentru sistemul cu 625 de linii

La ieșirea detectorului MA sunetul MF este separat și introdus într-un canal de sunet (vedeți și figura 18.5). Semnalul video împreună cu impulsurile sincro sunt amplificate de un amplificator video pentru a fi separate la ieșirea lui. Informația de imagine merge direct la catodul tubului, în timp ce impulsurile de sincronizare sunt introduse într-un etaj de deflexie (echivalent cu o bază de timp).

Canalul de sunet

Semnalul de sunet este sub forma unei purtătoare modulate în frecvență^{n.1.8}, având frecvența intermediară de 5,5 MHz (norma BG sau CCIR), 6,5 MHz (norma DK sau OIRT) sau 6 MHz (norma I pentru Marea Britanie). Aceasta este amplificată (etajul 12), detectată de un demodulator MF (etajul 13) și trecută printr-un etaj de putere de ieșire AF (etajul 14) către difuzor.

Etajul de deflexie

Impulsurile de sincronizare sunt separate de informația de imagine la ieșirea din amplificator video (figurile 18.4 și 18.5). Ele merg întâi într-un sincro-separator (etajul 7) pentru a separa impulsurile de linii de cele de cadre. Fiecare impuls este apoi folosit pentru a declanșa propriul oscilator (etajele 8 și 10) pentru a obține semnalele de deflexie în dinte de fierăstrău care sunt apoi trecute în etajele de ieșire corespunzătoare. Etajul final de linii realizează, de asemenea, și tensiunea foarte înaltă (FIT) care asigură cei 10-20 kV necesari anodului tubului cinescop.

Televiziunea în culori

Așa cum s-a explicat în capitoul 13, lumina vizibilă ocupă o bandă limitată în cadrul spectrului frecvențelor undelor electromagnetice. Senzația de culoare este produsă de diferitele frecvențe din cadrul spectrului vizibil (figura 18.6). Se pot observa următoarele culori, în ordinea crescătoare a frecvențelor din spectrul vizibil:

Roșu Oranj Galben Verde Albastru Indigo Violet

Este, poate, mai ușor de reținut cuvântul format din inițialele acestor culori, care sunt de fapt culorile curcubeului: ROGVAIV.

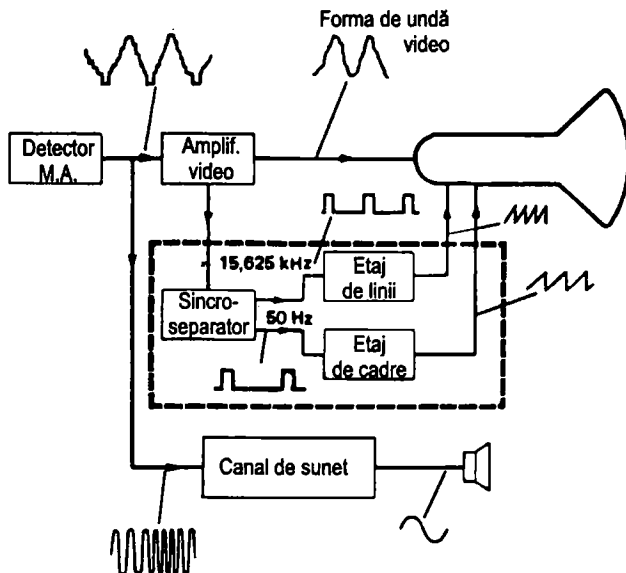


Figura 18.5 Schema bloc simplificată a unui receptor TV pentru 625 de linii

^{n.1.8} Franța folosește M.A. pe 6,5 MHz.

Acestea sunt și culorile folosite, în aceeași ordine, la codarea rezistențelor prin codul culorilor, cu excepția indigoului, care nu este inclus în acest cod. (Negru este 1, roșu este 2, oranj 3 și așa mai departe.)

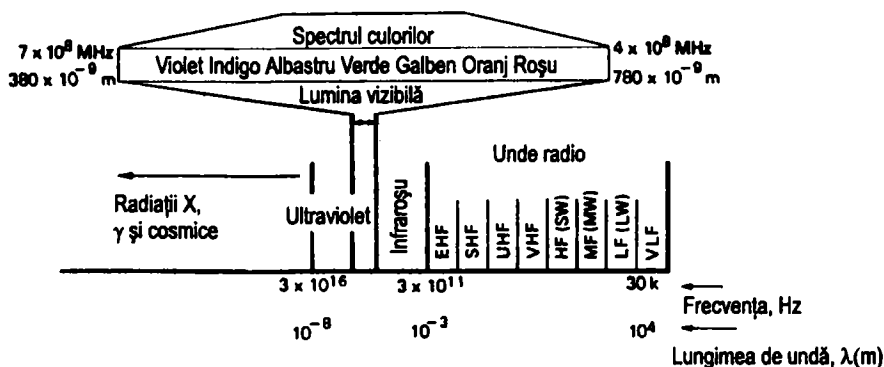


Figura 18.6 Spectrul undelor electromagnetice

Culorile primare

Culorile pot fi obținute prin amestecul altor culori. În televiziunea color, culorile sunt obținute prin amestecul în diferite proporții a culorilor *roșu*, *verde* și *albastru*, abreviate din limba engleză cu R, G, B (*Red, Green, Blue*). Aceste trei culori sunt numite culori primare. În timp ce se pot crea o infinitate de culori folosind culorile primare, e bine să reținem următoarele reguli generale:

- R + G = *galben*,
- R + B = *magenta*,
- B + G = *cian*,
- R + G + B = *alb*.

Transmisia culorilor

O cerință de bază a transmisiei în culori este ca televizoarele monocrome (alb - negru) să fie capabile să recepționeze transmisiile în culori și să reproducă imagini alb - negru normale, fără nici o modificare în aparat. Această proprietate este cunoscută drept compatibilitate între transmisiunile color și cele alb - negru.

Pentru a răspunde acestei cerințe, transmisiunea color este realizată prin trimiterea unei informații monocrome (numite luminanță) în modul obișnuit, ca

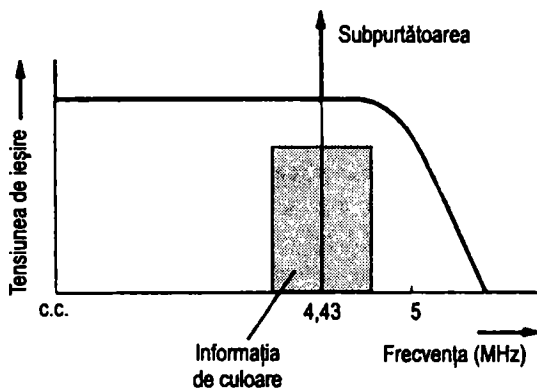


Figura 18.7 Transmisia TV color. O subpurtătoare este folosită pentru informația de culoare

în televiziunea alb - negru. Informația de culoare (numită crominanță) este folosită pentru a modula o subpurătoare de 4,43 MHz, sumată peste semnalul monocrom, așa cum se arată în figura 18.7.

În studio, se folosesc trei camere diferite pentru a explora conținutul de culoare al imaginii. În fața fiecărei camere este plasat un filtru special pentru a permite trecerea numai a unei culori primare, adică un filtru roșu pentru camera de roșu și în mod similar pentru verde și albastru.

Receptorul TV color

Figura 18.8 prezintă o schemă bloc pentru un receptor TV color. Pentru claritate, etajele de deflexie și de sunet nu sunt prezentate, deoarece sunt identice cu cele de la un televizor monocrom. Purtătoarea modulată este recepționată și detectată de un demodulator MA. Semnalul video reprodus de demodulatorul MA conține două componente. Cea monocromă, sau luminanța (Y) și cea de culoare, sau crominanța. Luminanța este amplificată separat și livrată unui decodor. Decodorul conține un amplificator de crominanță, un detector și un circuit de matriciere. El recepționează atât informația de luminanță cât și de crominanță și le reconverteste în semnalele primare R, G, B, care sunt amplificate separat și care apoi atacă tubul cinescop.

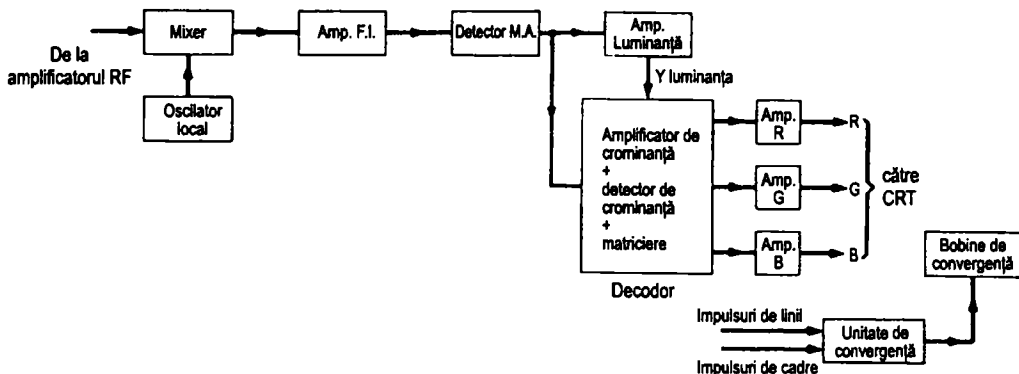
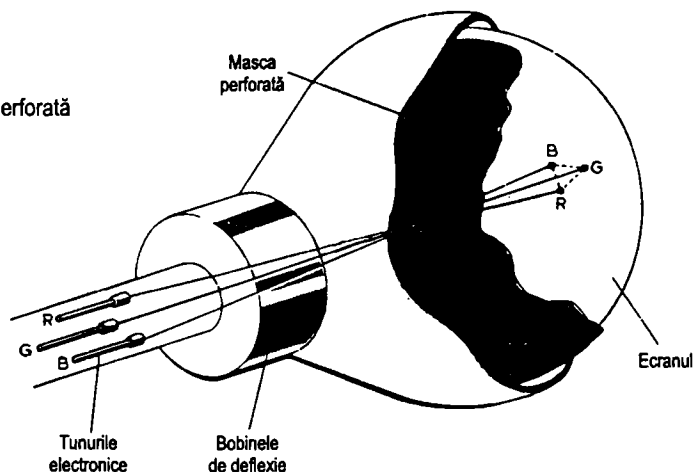


Figura 18.8 Schema bloc a unui receptor TV color

Tubul cu mască perforată

Acesta este unul dintre tuburile catodice folosite de producătorii de televizoare color din Marea Britanie. Se folosesc trei tunuri electronice identice alimentate cu semnalele R, G și B (figura 18.9). Tunurile sunt montate la 120° unul față de celălalt în gâtul tubului și explorează ecranul simultan. Culoarea este realizată pe ecran prin focalizarea fiecărui tun într-un punct special de luminofor depus, care atunci când este lovit de fluxul de electroni emite o lumină de culoare primară.

Figura 18.9
Tubul cu mască perforată



Aceste puncte sunt aranjate astfel încât să formeze un sistem regulat de triunghiuri echilaterale numite **triade** (RGB). Pentru ca fiecare tun să lovească punctul său specific de culoare și nu un altul, se folosește o mască perforată. Punctele nu se disting cu ochiul liber, ceea ce se vede fiind amestecul celor trei culori, refăcând imaginea colorată originală. Bobinele de convergență plasate pe gâtul tubului și alimentate cu impulsurile de cadre și de linii, fac ca tunurile să exploreze aceleași linii.

Tubul color *in-line* (în linie)

La tuburile color cu mască perforată în linie (*in-line*), cele trei tunuri sunt aliniate unul lângă celălalt, iar depunerile de fosfor de pe ecran au forma unor triade de benzi paralele. Fiecare triadă este astfel poziționată încât să corespundă unei fante longitudinale în masca perforată.

Primul tub *in-line* a fost dezvoltat de Sony și a fost numit **trinitron**. El a fost urmat de tubul realizat de Mullard, PIL (*Precision-In-Line*) – seria AX, cu autoconvergență (figura 18.10).

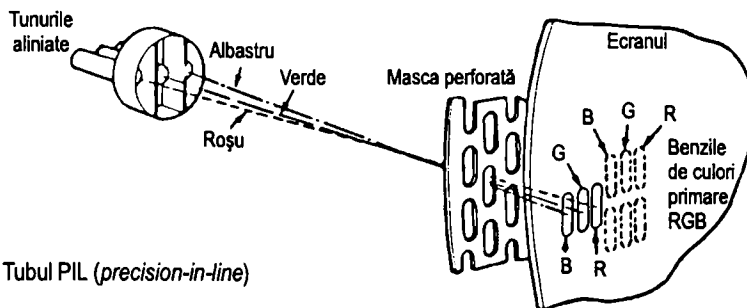


Figura 18.10 Tubul PIL (*precision-in-line*)

Stereo digital NICAM

Așa cum am arătat mai înainte, sunetul este transmis pe o subpurătoare de 6 MHz modulată în frecvență, care, fiind în afara benzii video, evită orice interferență. Această

metodă poate fi folosită pentru a oferi o bună calitate a sunetului, cu condiția unei amplificări de sunet de bună calitate în receptor. Totuși, ea nu este capabilă să ofere o calitate hi-fi și nici să ofere sunet stereofonic. Este imposibil să se introducă o a doua purtătoare de sunet fără a cauza interferențe inacceptabile fie imaginii, fie celeilalte purtătoare de sunet. Pentru a realiza sunet stereofonic hi-fi, a fost necesară dezvoltarea unui alt sistem.

Ca urmare a mai multor ani de cercetare, inginerii de la BBC au propus un sistem de sunet complet nou pentru televiziunea radiodifuzată, cunoscut ca NICAM 728, sau, pe scurt, NICAM. Numele este o abreviere pentru *Near Instantaneous Companded Audio Multiplex* (multiplexare audio cu compandare aproape instantanee), iar 728 se referă la viteza de date de 728 kbiți/s. El oferă două canale de sunet complet independente, astfel încât sunt posibile atât transmisii de sunet duale (două limbi diferite) cât și stereofonice. El poate transporta informații pe oricare dintre canale și este complet independent de transmisia de sunet monofonic MF existentă pe 6 MHz.^{n.t.9}

Televiziunea de înaltă definiție HDTV (*High Definition TV*)

Un sistem de televiziune de înaltă definiție încearcă să producă o imagine TV cu aceeași calitate ca și filmul de 16 mm. Pentru a realiza acest lucru sunt necesare mai multe linii de baleiaj. A fost propus un număr de 1250 de linii împreună cu un format mai lat al imaginii, prin aceasta banda crescând la 34,7 MHz.

Sunt folosite tehnici avansate și complexe de prelucrare digitală a imaginii pentru a reduce această bandă la o valoare mai ușor de folosit. Datorită benzii foarte mari, trebuie folosite transmisiuni prin satelit, utilizând frecvențe de microunde de peste 1000 MHz (1 GHz).

Teletextul

Teletextul reprezintă transmiterea de date codate suplimentar față de informațiile de imagine TV. Din cele 625 de linii ale sistemului TV, numai 575 sunt folosite efectiv pentru imaginea de pe ecran. Cele rămase sunt linii cu semnalul pe nivelul de stingere (blank-ate) care permit întoarcerea verticală a spotului și sincronizarea verticală. Datele de teletext sunt inserate pe unele dintre aceste linii nefolosite și transmise în modul obișnuit. La recepție, datele de teletext sunt separate din informația video, grupate pe „pagini” și procesate pentru a fi afișate pe ecran. Figura 18.11 prezintă o combinație simplificată pentru un televizor cu teletext. Pentru a recepționa informația de teletext, semnalul video este livrat unui decodor de teletext de către un comutator electronic. Decodorul, care constă din unul sau mai multe circuite integrate, aranjează întâi datele în grupuri de rânduri și pagini conform instrucțiunilor utilizatorului, stochează informația într-un cip de memorie și folosește un generator de caractere pentru a afișa informația sub forma unor caractere alfanumerice pe ecran.

^{n.t.9} Sistemul descris se referă la norma britanică având sunetul MF pe 6 MHz. Sistemul NICAM folosește aici o a doua purtătoare de sunet la 6,5 MHz. În Europa continentală, sistemul NICAM a fost adoptat pentru norma BG, la care pe lângă sunetul MF de pe 5,5 MHz se adaugă o purtătoare MIC pentru sunet digital stereo NICAM pe 5,85 MHz.

Deși nu este menționat în această carte, dedicată inițial probabil numai pieței britanice, Germania a introdus și ea un sistem stereofonic TV numit „Zweiton”, cu două purtătoare MF de sunet pe 5,5 MHz (transmisia obișnuită mono) și 5,74 MHz (suplimentară pentru stereo).

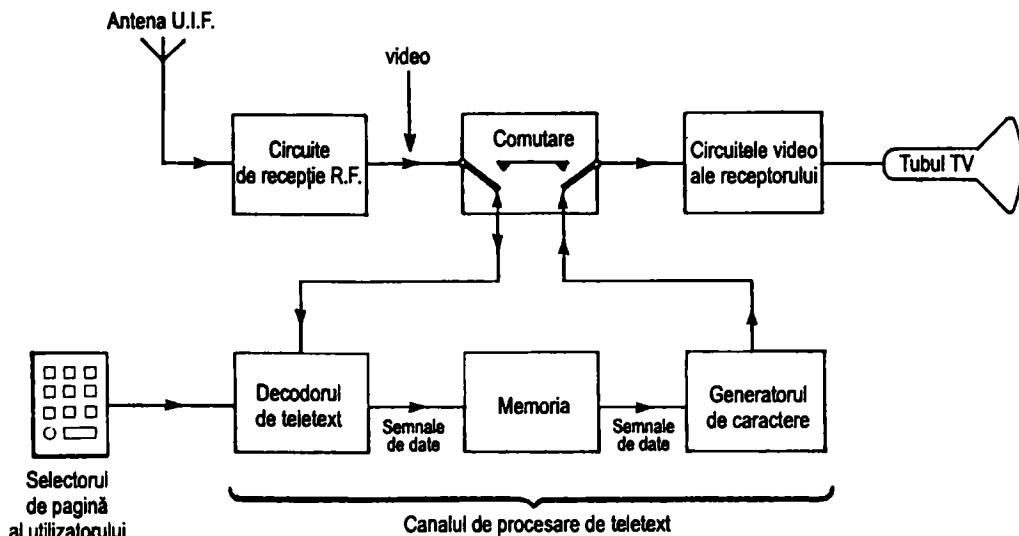


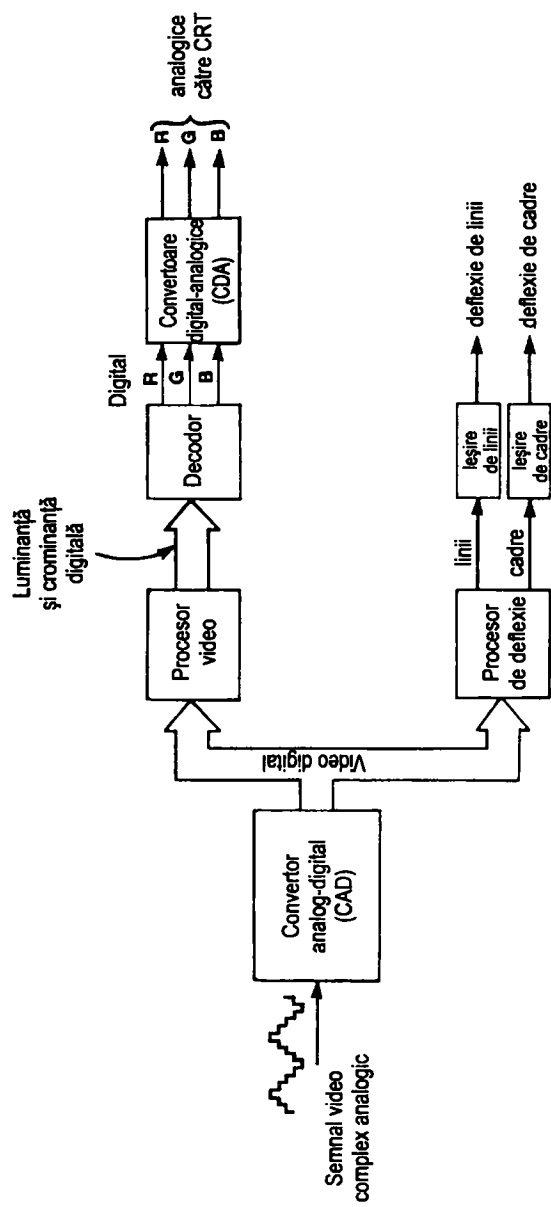
Figura 18.11

Receptorul TV digital

În afară de teletext și de NICAM, informația video poate fi ea însăși procesată folosind tehnici digitale avansate. Figura 18.12 prezintă elementele esențiale ale unui receptor TV digital. Semnalul video complex provenit de la etajul de FI este introdus într-un convertor analog-digital (CAD) pentru a transforma semnalul analogic într-o serie de impulsuri codate digital. Semnalul video digital este apoi folosit ca intrare în canalele de procesare video și procesare a deflexiei.

Circuitele integrate de procesare video realizează toate funcțiile de procesare pentru luminanță și crominanță. Ieșirea procesorului video este decodată pentru a realiza semnalele digitalizate RGB (roșu, verde și albastru), care sunt livrate unui convertor digital-analog (CDA) pentru a construi semnalele analogice RGB originale înainte de a ajunge pe tubul color.

Circuitele integrate de procesare a deflexiei asigură sincronizarea deflexiei și comanda etajelor de linii și cadre care atacă bobinele de deflexie. Receptoarele TV digitale folosesc în general microcomputere de control, pentru a asigura o frecvență de linii și de cadre foarte precisă, ceea ce duce la o imagine deosebit de stabilă și de o calitate îmbunătățită.



Exercițiile vizează capitolele 1-18

(cu excepția exercițiilor 10, 22, 25, 27 și 46, care se referă la subiecte tratate în partea a doua a cărții – n. trad.). Pentru răspunsuri vedeți Anexa VII.

- 1 Numărul de cicluri prezentate în figura Q.1 este:

- (a) $1\frac{1}{4}$
- (b) $1\frac{1}{2}$
- (c) $2\frac{1}{2}$
- (d) 3

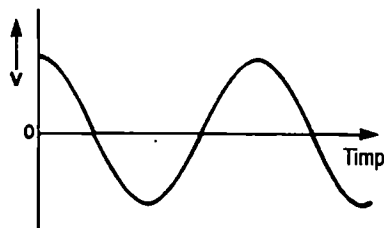


Figura Q.1

- 2 Frecvența formei de undă prezentate în figura Q.2 este:

- (a) 2 Hz
- (b) 2,5 Hz
- (c) 4 Hz
- (d) 5 Hz

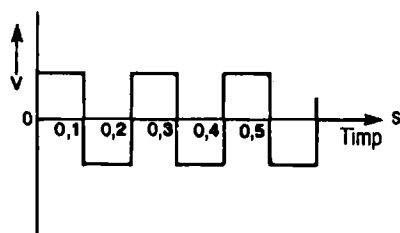


Figura Q.2

- 3 O undă sinusoidală are valoarea maximă de 10V. Valoarea RMS este aproximativ:

- (a) 5 V
- (b) 7 V
- (c) 10 V
- (d) 20 V

- 4 Prin modulația impulsurilor în lățime, purtătoarea se modifică în:

- (a) durată
- (b) amplitudine
- (c) poziție
- (d) frecvență

- 5 Care dintre frecvențele următoare este în banda UIF?

- (a) 100 MHz
- (b) 1000 MHz
- (c) 10 000 MHz
- (d) 100 000 MHz

- 6 Transmisile MF ale BBC folosesc o deviație maximă de frecvență de:

- (a) ± 9 kHz
- (b) ± 30 kHz
- (c) ± 75 kHz
- (d) ± 250 kHz

- 7 În transmisiile pe unde medii se folosește mai mult MA decât MF deoarece are:
- (a) banda mai mică
 - (b) calitatea sunetului mai bună
 - (c) mai puțin zgomot
 - (d) volum mai mare
- 8 Când o undă sinusoidală este aplicată unui circuit de derivare, rezultă la ieșire:
- (a) impulsuri de durată mică
 - (b) o undă dreptunghiulară
 - (c) o undă triunghiulară
 - (d) o undă sinusoidală
- 9 Circuitul conținut în blocul din figura Q.3 este
- (a) un integrator
 - (b) un limitator
 - (c) un circuit de axare de c.c.
 - (d) un cuplaj între etaje

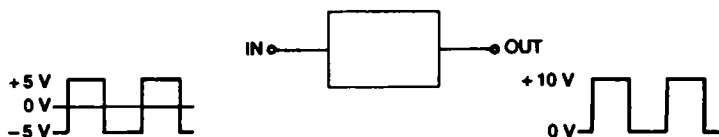


Figura Q.3

- 10 Care dintre simbolurile din figura Q.4 reprezintă un tranzistor pnp?

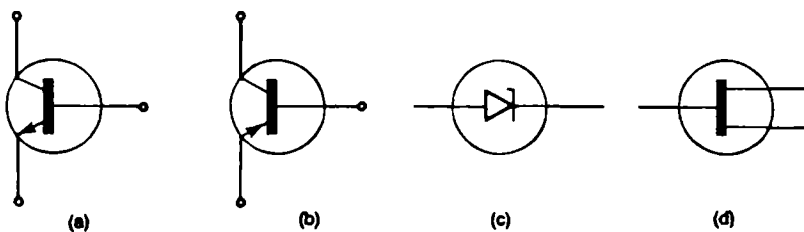


Figura Q.4

- 11 Tipul de modulație folosit în canalul de sunet la transmisiile TV cu 625 de linii este
- (a) MA
 - (b) modulația de fază
 - (c) modulația impulsurilor în cod
 - (d) MF

12 Blocul 2 din figura Q.5 reprezintă:

- (a) un amplificator FI
- (b) un oscilator local
- (c) un mixer
- (d) un detector

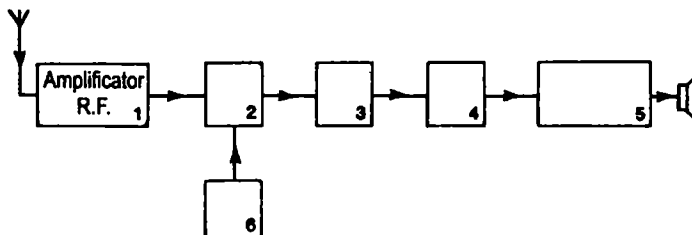


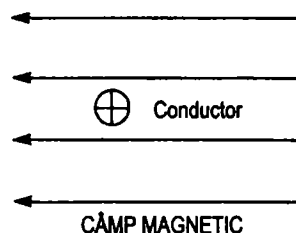
Figura Q.5

13 Ce tip de element logic sau combinație de elemente logice se poate utiliza pentru a realiza la ieșire un 1 numai atunci când se aplică la intrare patru de 0:

- (a) o poartă NOR cu 2 intrări și o poartă AND cu 2 intrări
- (b) o poartă NAND cu 2 intrări și o poartă NOR cu 2 intrări
- (c) o poartă NOR cu 4 intrări
- (d) o poartă NAND cu 4 intrări

14 Fie figura Q.6. Dacă prin conductor curentul are sensul figurat, atunci conductorul:

- (a) se va mișca în sus
- (b) se va mișca în jos
- (c) va sta pe loc
- (d) se va mișca la dreapta



CÂMP MAGNETIC

Figura Q.6

15 Frecvența riplului măsurată la ieșirea unui redresor dublă alternanță este 120 Hz. Care este frecvența rețelei la intrare?

- (a) 50 Hz
- (b) 60 Hz
- (c) 120 Hz
- (d) 200 Hz

16 Un amplificator conține 2 etaje. Etajul 1 are o amplificare de 30, etajul al doilea de 40. Care este amplificarea globală a amplificatorului?

- (a) 70
- (b) 120
- (c) 1200
- (d) 7000

17 Principalul scop al stabilizatorului din figura Q.7 este de a compensa:

- (a) pierderile prin transformator
- (b) variațiile de sarcină
- (c) redresarea inefficientă
- (d) variațiile de frecvență



Figura Q.7

18 Blocul din figura Q.8 reprezintă:

- (a) un limitator
- (b) un cuplaj în c.a.
- (c) un circuit de axare de c.c.
- (d) un redresor

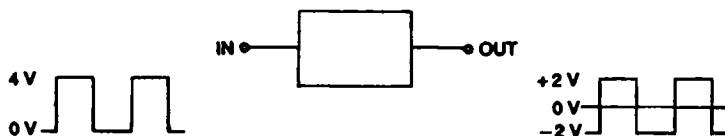


Figura Q.8

19 Tipul de reacție folosit pentru a reduce distorsiunile unui semnal la ieșirea unui amplificator este:

- (a) negativă de la ieșire la intrare
- (b) pozitivă de la ieșire la intrare
- (c) negativă de la intrare la ieșire
- (d) pozitivă de la intrare la ieșire

20 Circuitul care produce un curent alternativ când este alimentat cu curent continuu se numește:

- (a) modulator
- (b) detector
- (c) redresor
- (d) oscilator

21 Ieșirea porții prezentate în figura Q.9 va fi activă atunci când:

- (a) sunt prezente numai intrările A și C
- (b) sunt prezente numai intrările B și C
- (c) sunt prezente intrările A, B și C
- (d) sunt prezente oricare două intrări

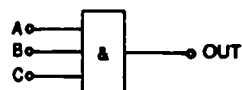


Figura Q.9

- 22 La o verificare de continuitate a unui dispozitiv se realizează o citire de $500\text{ k}\Omega$. Când dispozitivul este inversat citirea este de $50\text{ }\Omega$. Dispozitivul este:
- un termistor
 - un condensator
 - un v.d.r.
 - o diodă cu germaniu

23 Aparatele de măsură prezentate în figura Q.10 indică tensiuni și curenți astfel:

- M_2 – tensiune M_1 – curent
- M_2 – curent M_1 – curent
- M_2 – curent M_1 – tensiune
- M_2 – tensiune M_1 – tensiune

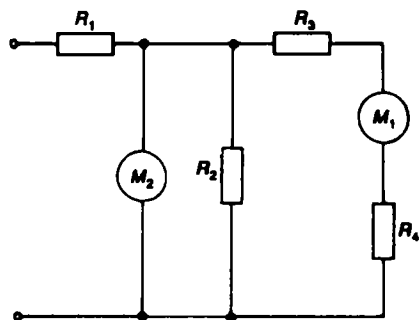


Figura Q.10

24 Efectul deconectării RAA într-un receptor de radio este că:

- se va reduce puterea
- sunetul va fi puternic și distorsionat
- rezultatele vor varia considerabil
- etajul se va strica

25 Rezistența din figura Q.11 poate varia față de valoarea codată cu:

- $\pm 2\text{ k}\Omega$
- $\pm 5\text{ k}\Omega$
- $\pm 10\text{ k}\Omega$
- $\pm 20\text{ k}\Omega$



Figura Q.11

26 Patru rezistențe egale sunt conectate în serie și rezistența lor totală este $800\text{ }\Omega$. Care va fi rezistența lor totală atunci când vor fi conectate în paralel?

- $10\text{ }\Omega$
- $50\text{ }\Omega$
- $400\text{ }\Omega$
- $1600\text{ }\Omega$

27 Două pelicule, A și B, din metale identice, au aceeași lungime și grosime. Dacă lățimea lui A este jumătate din cea a lui B, raportul rezistențelor A : B este:

- 1 : 2
- 1 : 4
- 2 : 1
- 4 : 1

28 În care din secvențele următoare frecvențele semnalelor sunt în ordine crescătoare?

- unde sonore, unde radio, unde luminoase, radiații X
- unde sonore, unde luminoase, radiații X, unde radio

- (c) radiații X, unde radio, unde sonore, unde luminoase
 (d) unde luminoase, radiații X, unde sonore, unde radio

29 Dacă pentru modulația în amplitudine a unei purtătoare se folosesc frecvențe în gama 100 - 5000 Hz, atunci banda rezultată va fi:

- (a) 100 Hz
 (b) 400 Hz
 (c) 5000 Hz
 (d) 10000 Hz

30 Într-un receptor MF, amplificatorul de FI necesită o bandă de:

- (a) ± 9 kHz
 (b) ± 100 kHz
 (c) $\pm 10,7$ Mhz
 (d) ± 470 kHz

31 Fie figura Q.12. Pentru a produce un 1 la ieșire, intrările trebuie să fie

	E	F	G	H
(a)	0	0	1	1
(b)	1	1	0	0
(c)	1	1	1	0
(d)	0	0	0	1

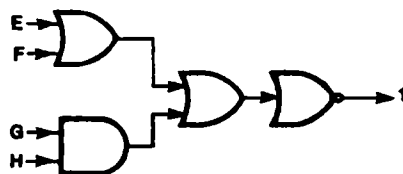


Figura Q.12

32 Într-un sistem MA efectul variației tensiunii modulatorare este modificarea:

- (a) benzii
 (b) adâncimii de modulație
 (c) frecvențelor laterale
 (d) deviației

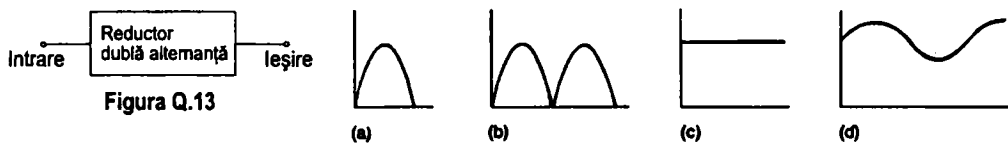
33 O rezistență de 10 Ω disipează 90 W când este conectată la o sursă de 20 V c.a. Tensiunea de alimentare este:

- (a) valoare r.m.s.
 (b) valoare medie
 (c) valoare maximă
 (d) valoare vârf-la-vârf

34 Care dintre codurile binare următoare reprezintă numărul 7?

- (a) 0110
 (b) 0111
 (c) 1001
 (d) 1110

35 Fie figura Q.13. Pentru o intrare sinusoidală, forma de undă de la ieșire este:



36 Dacă amplitudinea semnalului modulator într-un sistem MF este mărită, efectul asupra purtătoarei va fi:

- (a) o creștere a amplitudinii
- (b) o creștere a adâncimii de modulație
- (c) o creștere a deviației
- (d) o reducere a frecvenței medii a purtătoarei

37 Fie figura Q.14. Răspunsul în frecvență al amplificatorului este:

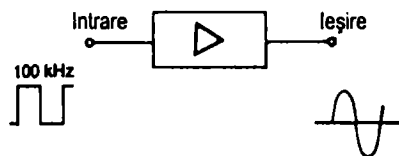
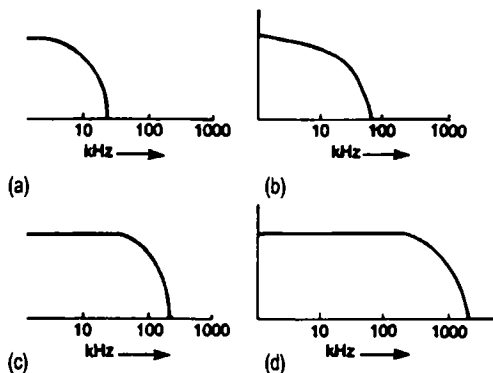


Figura Q.14

38 Fie figura Q.15, care este schema bloc a unui osciloscop cu tub catodic. Blocurile A și B sunt:

- | | |
|--|--|
| <p>A</p> <ul style="list-style-type: none"> (a) circuit sincro (b) circuit sincro (c) bază de timp (d) atenuator | <p>B</p> <ul style="list-style-type: none"> (a) atenuator (b) bază de timp (c) circuit sincro (d) bază de timp |
|--|--|

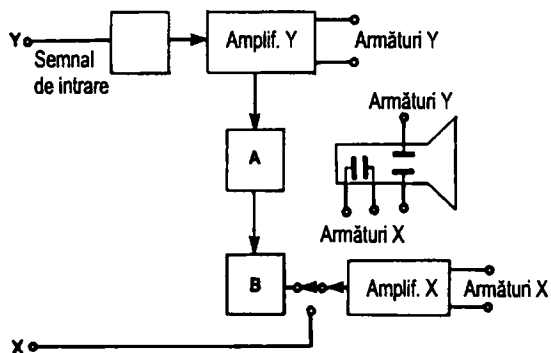


Figura Q.15

- 39 Amplificatorul Y al unui osciloscop are o sensibilitate de 10 mV/cm. Care este tensiunea de vârf a unei unde sinusoidale afișate dacă deflexia totală pe axa Y este de 6 cm?
- 30 mV
 - 60 mV
 - 120 mV
 - 600 mV
- 40 Într-un receptor MF, CAF poate fi aplicat:
- ieșirii AF
 - detectorului MF
 - oscilatorului local
 - amplificatorului RF
- 41 Electromagneții folosesc de obicei miezuri din:
- fier moale
 - fier tare
 - nichel
 - oțel
- 42 Dintre porțile reprezentate în figura Q.16, care va avea ieșirea în 1?

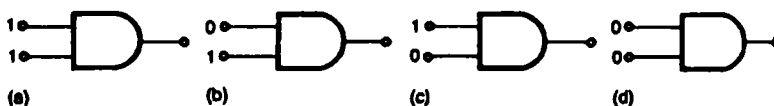


Figura Q.16

- 43 Fie figura Q.17. Blocul X este
- un emodulator video
 - un decodor de culoare
 - un sincro separator
 - un amplificator de cromaticitate
- 44 O undă dreptunghiulară conține, pe lângă fundamentală, următoarele armonici:
- numai armonicile pare
 - numai armonicile impare
 - armonici pare și impare
 - nici o armonică

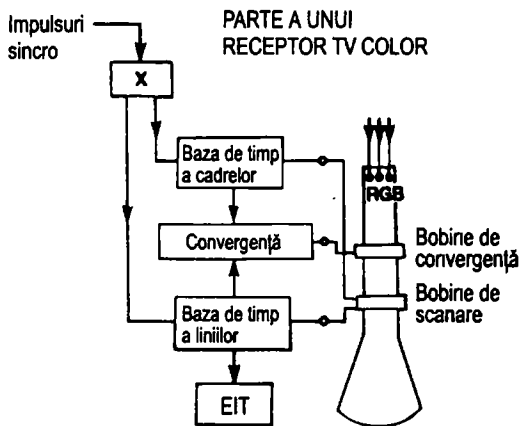


Figura Q.17

- 45 Banda unui amplificator video este:
- 20 Hz – 20 kHz
 - 470 kHz – 10,7 MHz
 - c.c. – 5 MHz
 - 10 MHz – 40 MHz

- 46 Care din următoarele materiale este un bun utilizator?
 (a) germaniul (c) lemnul uscat
 (b) argintul (d) oțelul
- 47 Un condensator de 1 farad are o sarcină de 10 coulombi. Care este tensiunea pe el?
 (a) 0,1 V (c) 10 V
 (b) 1 V (d) 100 V
- 48 Dacă dintr-o sursă nestabilizată iese un curent care este inițial mic și apoi crește, atunci tensiunea de ieșire:
 (a) va rămâne neschimbată
 (b) va descrește
 (c) va crește
 (d) inițial va crește și apoi va descrește
- 49 Dacă o purtătoare este modulată în frecvență cu un semnal pur sinusoidal, atunci numărul de frecvențe laterale:
 (a) este zero
 (b) este 2
 (c) depinde de frecvența purtătoarei
 (d) este un număr foarte mare
- 50 Dacă 0101 se sumează cu 1010, ambele fiind în binar, care este rezultatul în zecimal?
 (a) 4 (c) 15
 (b) 10 (d) 1111

51 Fie figura Q.18. Care este raportul de umplere?

- (a) 3 1
 (b) 2 : 1
 (c) 1 2
 (d) 1 : 3

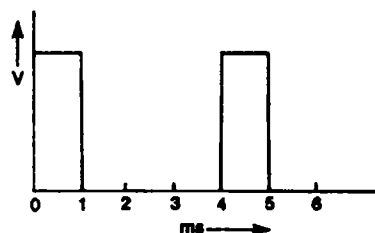


Figura Q.18

52 Fie figura Q.19. Diferența de potențial dintre A și B este:

- (a) zero
 (b) 10 V
 (c) 50 V
 (d) 100 V

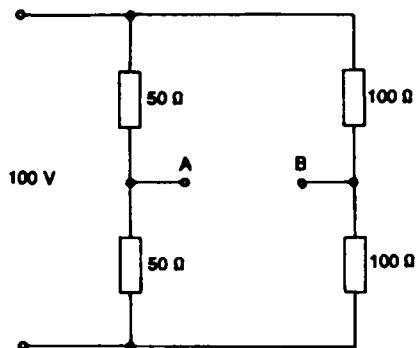


Figura Q.19

53 Fie figura Q.20. Rezistența măsurată între punctele A și B este de:

- (a) 2 Ω (c) 8 Ω
 (b) 3 Ω (d) 38 Ω

54 Fie figura Q.21. Frecvența de repetiție a impulsurilor la intrare este:

- (a) 1 kHz
- (b) 4 kHz
- (c) 1 MHz
- (d) 4 MHz

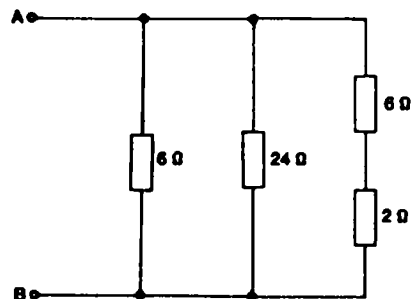


Figura Q.20

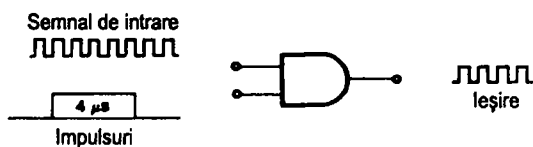


Figura Q.21

55 Un circuit pentru o bază de timp trebuie să producă un semnal de formă:

- (a) sinusoidală
- (b) c.c.
- (c) dinte de fierăstrău
- (d) impulsuri de scurtă durată

56 Fie figura Q.22. Blocul 1 reprezintă:

- (a) un mixer
- (b) un tuner RF
- (c) un etaj AF
- (d) un discriminator de frecvență

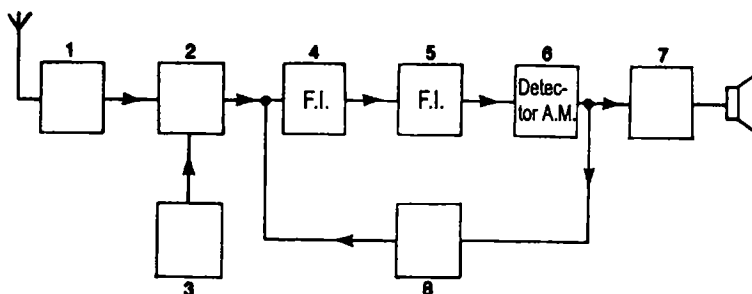


Figura Q.22

57 Fie figura Q.22. Blocul 3 reprezintă:

- (a) un oscilator local
- (b) un mixer
- (c) un CAF
- (d) un limitator de semnal

58 Fie figura Q.22. Blocul 8 reprezintă:

- (a) un etaj de ieșire AF
- (b) un sincro-separator
- (c) un etaj RAA
- (d) un etaj CAF

59 Fie figura Q.23. Simbolul reprezintă:

- (a) un amplificator
- (b) un oscilator
- (c) un filtru trece sus
- (d) un filtru trece jos

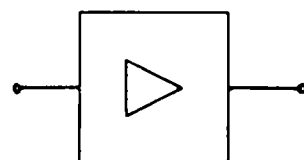


Figura Q.23

60 Un integrator:

- (a) este un filtru trece jos
- (b) este un filtru trece sus
- (c) convertește c.c. în c.a.
- (d) este un detector MF

61 Fie figura Q.24. Blocul A reprezintă:

- (a) un demodulator MF
- (b) un detector MA
- (c) un amplificator audio
- (d) o rețea de dezaccentuare

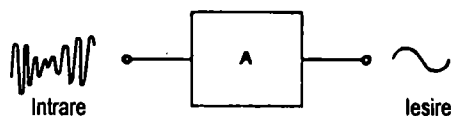


Figura Q.24

62 Fie figura Q.25. Curentul prin rezistență este:

- (a) 0,5 A
- (b) 1 A
- (c) 2 A
- (d) 5 A

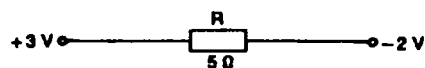


Figura Q.25

63 Fie figura Q.26. Blocul X reprezintă:

- (a) un etaj tampon (buffer)
- (b) o rețea de reacție
- (c) un divizor de fază
- (d) un amplificator de tensiune

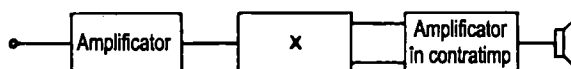


Figura Q.26

64 Fie figura Q.27. Blocul A reprezintă:

- (a) un amplificator AF
- (b) un decodor MF
- (c) un generator de impulsuri
- (d) un detector MA

65 Fie figura Q.27. Blocul C reprezintă:

- (a) un decodor
- (b) o bază de timp de cadre
- (c) o bază de timp de linii
- (d) un sincro-separator

66 Fie figura Q.27. Blocul E reprezintă:

- (a) un canal de sunet
- (b) un canal de bază de timp
- (c) o rețea de reacție negativă
- (d) un discriminator de culoare

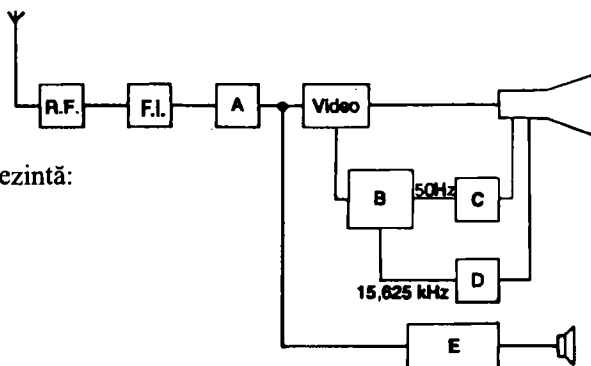


Figura Q.27

67 Constanta de timp a formei de undă din figura Q.28 este:

- (a) t_1
- (b) t_2
- (c) t_3
- (d) t_4

68 Avantajul sistemului TV cu 625 de linii față de cel cu 405 linii este că:

- (a) simplifică antena
- (b) receptoarele sunt mai ieftine
- (c) realizează o calitate mai bună a imaginii
- (d) poate fi utilizat pentru televiziunea color

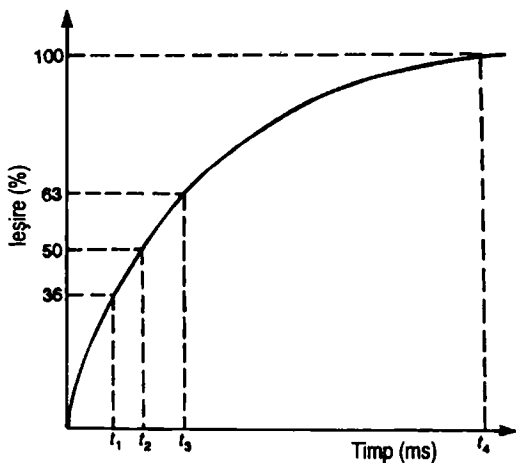


Figura Q.28

69 Creșterea deviației la intrarea unui discriminator va produce:

- (a) un nivel mai mare al volumului
- (b) o frecvență audio mai mare
- (c) un nivel mai mic al volumului
- (d) o frecvență mai mică

70 Fie figura Q.29. Blocul A reprezintă:

- (a) un canal de bază de timp
- (b) un canal de sunet
- (c) un decodor
- (d) un amplificator de luminanță

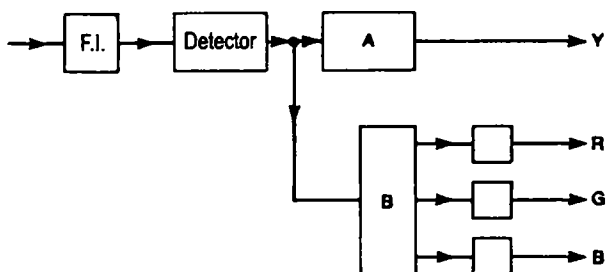


Figura Q.29

71 Fie figura Q.29. Blocul B reprezintă:

- (a) o matrice de decodor
- (b) un sincro-separator
- (c) un amplificator AF
- (d) un divizor de fază

72 Fie figura Q.30. Tensiunea medie a semnalului este:

- (a) 2 V
- (b) 3,5 V
- (c) 5 V
- (d) 7 V



Figura Q.30

73 Dacă două condensatoare egale, de $1 \mu\text{F}$ fiecare, se conectează în serie, capacitatea totală este:

- (a) $0,25 \mu\text{F}$
- (b) $0,5 \mu\text{F}$
- (c) $1 \mu\text{F}$
- (d) $2 \mu\text{F}$

74 Fie figura Q.31. Rezistența între terminalele A și B ale rețelei prezentate este:

- (a) $3,86 \Omega$
- (b) $10,8 \Omega$
- (c) 12Ω
- (d) 26Ω

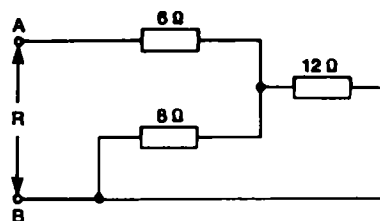


Figura Q.31

75 Fie figura Q.32. Blocul X este:

- (a) un cap de ștergere
- (b) un amplificator de redare
- (c) o polarizare de înaltă frecvență
- (d) un sincro-generator

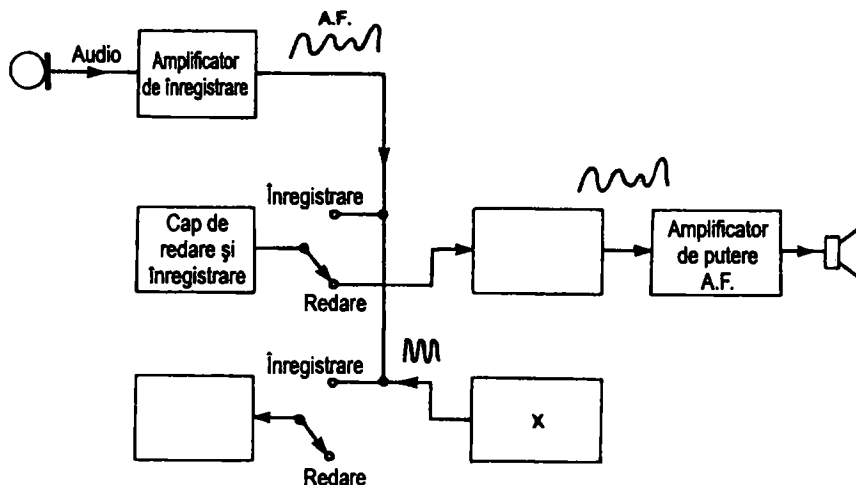


Figura Q.32

76 Într-un sistem TV de înaltă definiție numărul de linii de baleiaj este:

- (a) 50
- (b) 425
- (c) 625
- (d) 1250

77 Figura Q.33 arată formele de undă de la intrarea și ieșirea unei porți cu două intrări. Poarta este:

- (a) AND
- (b) OR
- (c) Ex-OR
- (d) NOR

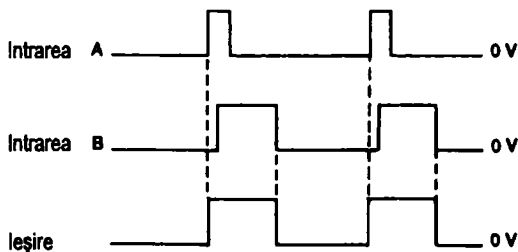


Figura Q.33

78 Fie figura Q.34. Care dintre situațiile următoare identifică exact blocurile A, B și C?

- | A | B | C |
|-------------------------|---------------------|---------------------|
| (a) afișarea secundelor | afișarea minutelor | afișarea orelor |
| (b) afișarea minutelor | afișarea secundelor | afișarea orelor |
| (c) afișarea orelor | afișarea minutelor | afișarea secundelor |
| (d) afișarea secundelor | afișarea orelor | afișarea minutelor |

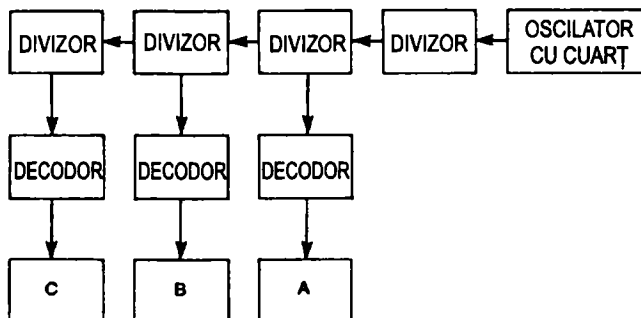


Figura Q34 Ceas digital

79 Blocul X din figura Q.35 este:

- (a) un convertor analog-digital
- (b) un convertor digital-analog
- (c) un decodor digital
- (d) un multiplexor

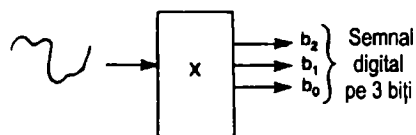


Figura Q.35

80 NICAM asigură:

- (a) sunet monofonic hi-fi
- (b) sunet stereofonic hi-fi
- (c) imagine TV de înaltă calitate
- (d) sincronizarea îmbunătățită a deflexiei

Conductori și izolatori

Toate substanțele sunt alcătuite din unul sau mai multe elemente chimice, cum ar fi oxigenul, sulful etc. Cea mai mică parte a unui element este atomul. Atomii diferitelor elemente se pot combina pentru a forma molecula unei substanțe, de exemplu, molecula de apă conține doi atomi de hidrogen și unul de oxigen. Astfel se nasc diferitele substanțe.

Atomul, la rândul său, este compus din particule mai mici, cum sunt electronii, care se rotesc în jurul unui nucleu central care conține unul sau mai mulți protoni (figura 20.1). Electronii, care sunt încărcăți negativ, sunt atrași de protoni și se rotesc continuu pe orbite sau învelișuri în jurul nucleului. Numărul de electroni din atom este egal cu numărul de protoni.

Atomii diferitelor elemente se deosebesc unul de altul prin numărul de electroni pe care îi conțin; de exemplu hidrogenul are un electron, în timp ce carbonul are șase. Pentru ca să poată apărea conducția electrică, electronii care sunt slab atrași de nucleu (numiți electroni liberi) își părăsesc orbitele atunci când sunt atrași de un potențial pozitiv și încep să se deplaseze, formând un flux de electroni, sau un curent electric.

Un conductor bun are un număr mare de electroni liberi. Acești electroni liberi vor ajuta fluxul curentului. Un conductor bun va avea o rezistență atât de mică încât va putea fi neglijată – exemple fiind argintul, cuprul și aluminiul (figura 20.2).

Un izolator este un material cu foarte puțini electroni liberi. Izolatorii limitează foarte mult curgerea curentului și de aceea au rezistențe foarte mari, similar unui circuit deschis. Exemple sunt sticla, lemnul uscat, PVC, mica, polistirenul.

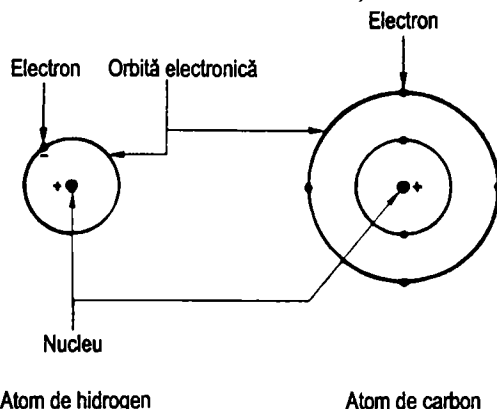


Figura 20.1 Atomii constau din electroni negativi care se rotesc în jurul unui nucleu pozitiv

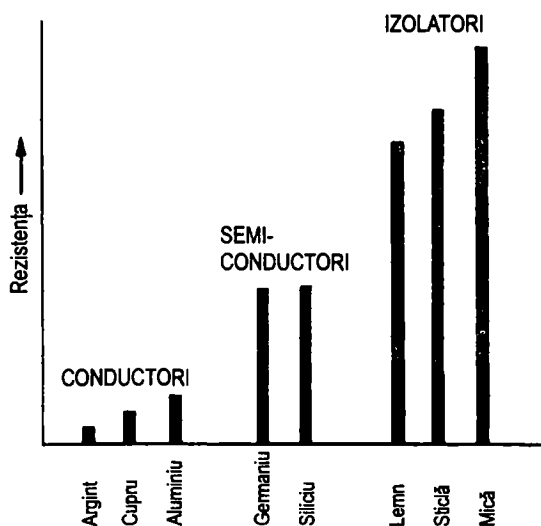


Figura 20.2 Conductori, semiconductori și izolatori

Semiconductorii

Semiconductorii au atomii grupați împreună într-o structură regulată numită structură cristalină. Ei nu sunt buni conductori (de aici și numele), deoarece au foarte puțini electroni liberi. Numărul electronilor liberi crește o dată cu temperatura, ceea ce poate duce la o îmbunătățire a conductivității. Acești electroni liberi sunt numiți purtători minoritari.

Conductivitatea mai poate fi crescută prin adăugarea unor cantități controlate de impurități. Impuritățile, cum ar fi atomii de arsenic, introduc electroni suplimentari în structură, ceea ce produce un semiconductor de tip n. Astfel de atomi se numesc *donatori*. Pe de altă parte, alți atomi de impurificare, numiți atomi *acceptori*, de exemplu atomii de aluminiu, induc o lipsă de electroni liberi. Aceste absențe de electroni liberi se numesc goluri și prin prezența lor se realizează semiconductori de tip p (figura 20.3). Electronii și golurile produse prin adăugarea de impurități se numesc purtători majoritari.

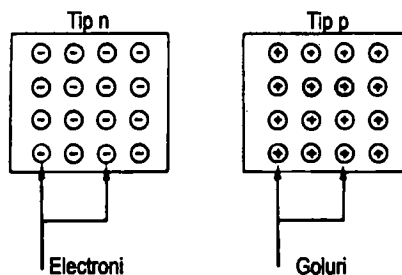


Figura 20.3 Semiconductori de tip n și de tip p

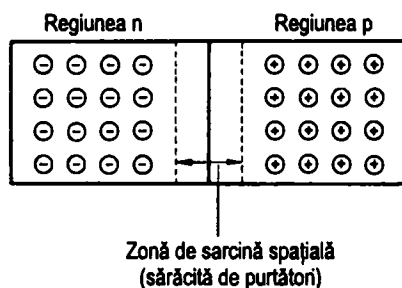


Figura 20.4 Joncțiunea pn a unei diode

Dioda cu joncțiune

Atunci când printr-un proces numit *difuzie* se realizează alăturarea (joncțiunea) între un semiconductor de tip p și unul de tip n, electronii din regiunea n trec în regiunea p și ocupă golurile din vecinătatea joncțiunii (figura 20.4). Această deplasare continuă până când se realizează o zonă neutră numită *regiune golită* sau *regiune de sarcină spațială*, de o parte și de alta a joncțiunii pn. Această regiune de sarcină spațială realizează o barieră de potențial împiedicând continuarea migrației electronilor și golurilor prin joncțiune.

Electronii care tind să traverseze joncțiunea trebuie să aibă acum suficientă energie pentru a putea depăși bariera de potențial. O astfel de energie poate fi furnizată de o t.e.m. exterioară. Mărimea barierei de potențial depinde de semiconductorul folosit și pentru germaniu (Ge) ea este de 0,3 V, iar pentru siliciu (Si) este de 0,6 V.

Caracteristicile diodei

Când dioda este polarizată invers (figura 20.5), electronii din regiunea n sunt atrași de electrodul pozitiv, în timp ce golurile sunt atrase de electrodul negativ. Stratul de sarcină spațială este astfel extins, producând o mărire a zonei sărăcite de purtători care se opune circulației electronilor prin joncțiune.

O polarizare directă însă, elimină bariera de potențial, așa cum se arată în figura 20.6, permițând electronilor să traverseze joncțiunea, printr-un curent datorat purtătorilor majoritari, care circulă liberi. Totuși, dioda menține o cădere de tensiune constantă pe ea, numită tensiunea directă pe diodă (0,3 V pentru diodele cu Ge și 0,6 V pentru cele cu Si).

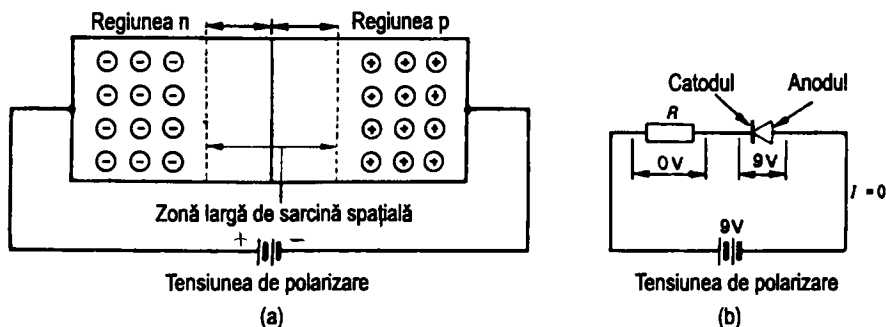


Figura 20.5 Polarizarea inversă a diodei. (a) arată creșterea barierei de potențial

Caracteristica unei diode polarizate direct este prezentată în figura 20.7. Se remarcă faptul că imediat ce tensiunea depășește valoarea barierei de potențial a diodei, începe să circule un curent mare prin diodă. O creștere foarte mică a tensiunii de polarizare duce la o foarte mare creștere a curentului prin diodă. Pentru tensiuni de polarizare sub tensiunea barierei de potențial, curentul care trece prin diodă este numit curent rezidual, este foarte mic (de ordinul microamperilor) și în general este neglijat.

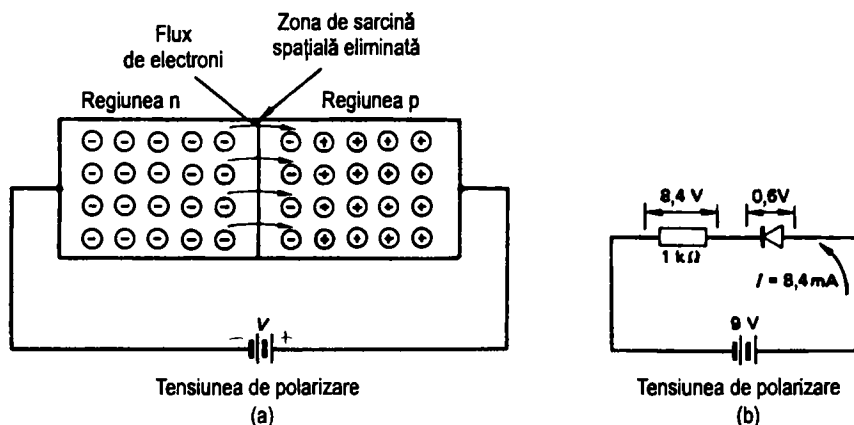


Figura 20.6 Dioda polarizată direct. (a) arată eliminarea zonei de sarcină spațială

Caracteristica unei diode polarizate invers este prezentată în figura 20.8. Prin diodă trece un curent extrem de mic atunci când dioda este polarizată invers, curent datorat purtătorilor minoritari. Curentul invers este aproape constant până la o tensiune maximă, numită tensiune de străpungere (breakdown). Dacă se aplică o tensiune mai mare, apare străpungerea și curentul invers prin diodă crește rapid, producând distrugerea diodei. Trebuie ca dioda să nu fie supusă

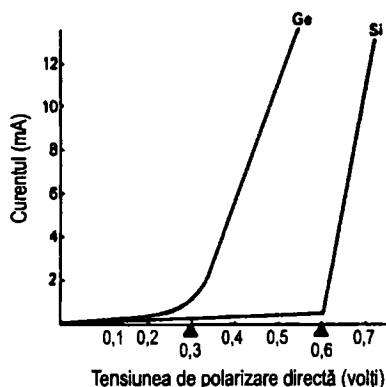
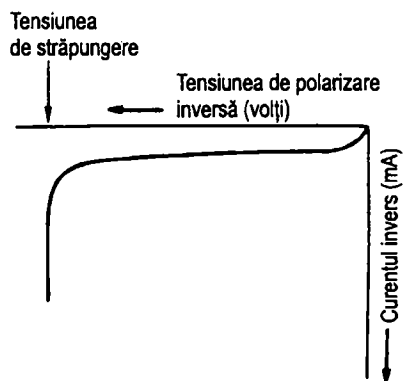


Figura 20.7 Caracteristica directă pentru diode cu germaniu și siliciu

niciodată unei tensiuni inverse mai mari decât tensiunea de străpungere specificată de producător. Diodele cu germaniu au curentul invers mai mare decât cele cu siliciu și deci și rezistență inversă mai mică.

Figura 20.8 Caracteristica inversă a unei diode cu joncțiune



Tranzistorul este un dispozitiv semiconductor realizat din două joncțiuni pn, așa cum se vede în figura 21.1. Tranzistorul are trei terminale, numite bază, emitor și colector. Tranzistorul poate fi de două feluri: cel pnp arătat în figura (a) și cel npn arătat în figura (b). Principiul de funcționare pentru ambele tipuri este același, diferența constând în condițiile de polarizare în curent continuu.

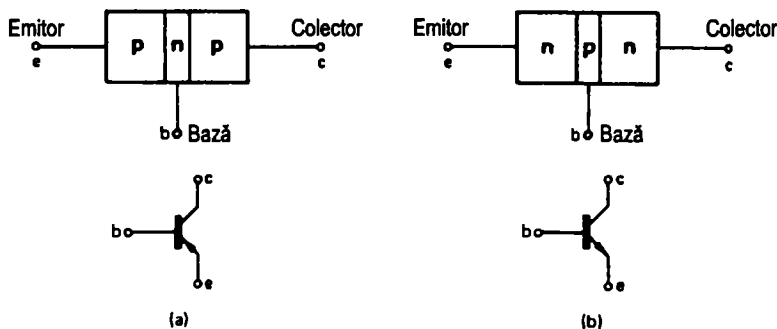


Figura 21.1 (a) Tranzistor pnp cu simbolul său; (b) tranzistor npn cu simbolul său

Să considerăm tranzistorul npn din figura 21.2. Joncțiunea bază emitor (b-e) este polarizată direct de o tensiune V_{BE} . Electronii din emitor (I_e) vor trece prin joncțiune dinspre emitor spre bază. Este curentul normal direct printr-o joncțiune pn polarizată direct. Îndată ce electronii au trecut în bază, ei sunt atrași de potențialul pozitiv al colectorului. Făcând regiunea bazei foarte îngustă, este posibil ca aproape toți electronii să treacă din regiunea bazei spre colector. Numai o mică parte dintre electroni este captată de bază, formând un curent de bază I_b . De fapt, peste 95% din curentul de emitor I_e este colectat acum de colector, pentru a forma curentul de colector I_c . Prin urmare,

$$I_e = I_b + I_c$$

De vreme ce curentul de bază I_b este foarte mic (de ordinul câtorva μA), el este de obicei neglijat. Se consideră că I_e și I_c sunt egali și sunt numiți adesea curentul tranzistorului sau curentul prin tranzistor.

De notat că joncțiunea bază-colector (b-c) este polarizată invers cu o tensiune V_{CB} . Acest lucru este esențial, deoarece în caz contrar electronii nu vor mai fi atrași de potențialul din colector. Sensul convențional al curentului de la potențialul pozitiv către cel negativ va înfățișa curentul prin tranzistor curgând de la colector către emitor.

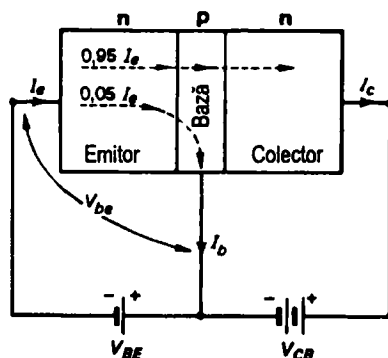


Figura 21.2 Tensiunile de polarizare pentru un tranzistor npn

Pentru un tranzistor pnp polarizările în c.c. trebuie inversate, așa cum se arată în figura 21.3. În acest caz curentul prin tranzistor este o deplasare a golumilor de la emitor la colector sau a electronilor de la colector la emitor.

Configurații de tranzistoare

Există trei modalități de a conecta un tranzistor atunci când este folosit într-un circuit.

1. Configurația cu **emitor comun** (EC), în care semnalul de intrare este introdus pe joncțiunea bază-emitor, în timp ce ieșirea este luată între colector și emitor (figura 21.4). Aceasta este configurația cea mai folosită, datorită flexibilității sale și datorită amplificării mari.
2. Configurația **bază comună** (BC), în care baza este comună atât pentru intrare cât și pentru ieșire (figura 21.5).
3. Configurația **colector comun** (CC), în care colectorul este comun. Aceasta este cunoscută și sub numele de repetor pe emitor (figura 21.6).

Deși comportarea internă este aceeași pentru fiecare configurație, comportarea externă este diferită pentru fiecare caz. Fiecare configurație are caracteristici diferite din punctul de vedere al câștigului, al impedanțelor de intrare și de ieșire și al răspunsului în frecvență.

Curbele caracteristice pentru emitor comun

Tranzistorul are trei tipuri de curbe caracteristice, care ilustrează funcționarea în condiții statice (de polarizare), adică fără semnal de intrare. Acestea sunt:

1. **Caracteristici de intrare**, graficul *curentului de intrare* în funcție de *tensiunea de intrare*.
2. **Caracteristici de ieșire**, graficul *curentului de ieșire* în funcție de *tensiunea de ieșire*.
3. **Caracteristici de transfer**, graficul *curentului de ieșire* în funcție de *curentul de intrare*.

Caracteristicile descrise mai jos sunt pentru un tranzistor npn (figura 21.7). Pentru un tranzistor pnp tensiunile c.c. vor fi negative.

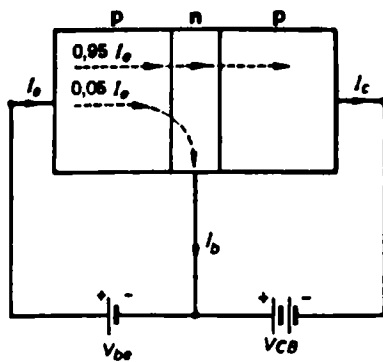


Figura 21.3 Tensiunile de polarizare ale unui tranzistor pnp

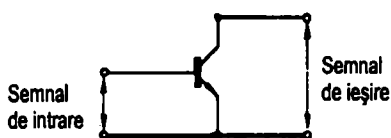


Figura 21.4 Configurația emitor comun (EC)



Figura 21.5 Configurația bază comună (BC)

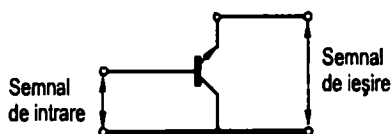


Figura 21.6 Configurația colector comun (CC). Se observă că ieșirea este luată de la emitor.

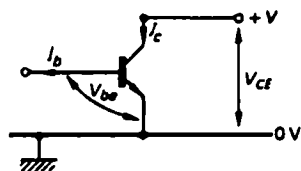


Figura 21.7

Caracteristici de intrare

Figura 21.8 prezintă caracteristicile de intrare pentru un tranzistor npn. Curbele sunt aceleași ca pentru o joncțiune pn polarizată direct, deoarece intrarea (b-e) este o joncțiune polarizată direct. Se observă că, la fel ca în cazul unei joncțiuni de diodă, curentul de intrare I_b trece numai atunci când este atinsă valoarea barierei de potențial pe joncțiunea b-e. O dată ce această tensiune este atinsă (0,3 V pentru Ge și 0,6 V pentru Si), tensiunea între bază și emitor V_{be} rămâne practic constantă pentru o creștere mare a curentului de bază. Deoarece tranzistorul este considerat un dispozitiv de curent, putem spune că avem o variație a curentului de intrare în condițiile unei tensiuni constante de intrare.

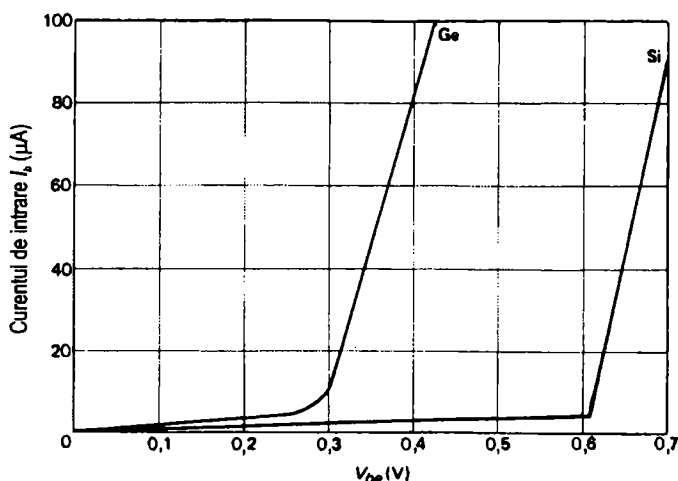


Figura 21.8 Caracteristici de intrare ale unui tranzistor

Caracteristici de ieșire

Figura 21.9 prezintă o familie de curbe numite caracteristici de ieșire care reprezintă o relație între curentul de ieșire sau de colector I_c și tensiunea de ieșire sau de colector V_{CE} pentru o anumită valoare a curentului de bază sau de intrare I_b .

Aceste curbe oferă totodată și o legătură între curentul de intrare pe de o parte și curentul sau tensiunea de ieșire pe de altă parte. De exemplu, dat fiind un tranzistor cu un curent de bază de 40 μA și o tensiune de colector de 6 V, folosind caracteristica de ieșire din figura 21.9, rezultă un curent de colector de 4 mA.

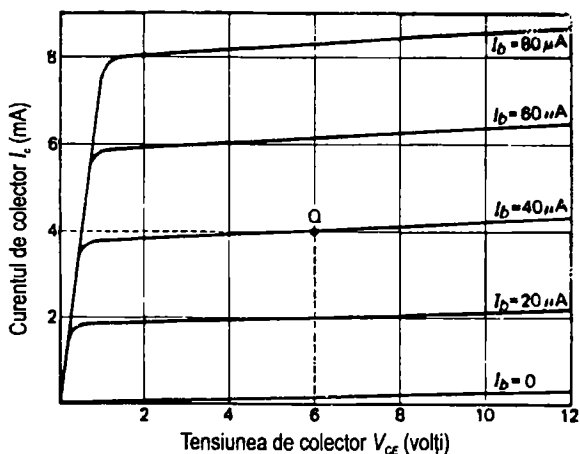


Figura 21.9 Caracteristici de ieșire ale tranzistorului

Curba $I_b = 0$ reprezintă o stare a tranzistorului înainte de a începe să conducă, adică starea de blocare (tăiere, *cut-off*), când V_{be} este sub tensiunea directă pentru conducție. Teoretic, curentul prin tranzistor este 0 atunci când curentul de bază I_b este 0; totuși, prin colector trece un curent de scurgere neglijabil.

Câștigul static de curent h_{fe}

Un parametru foarte important al unui tranzistor este amplificarea în curent continuu, numită câștigul static de curent h_{fe} . El este amplificarea în curent a tranzistorului în regim staționar, adică fără semnal la intrare. Nu are unitate de măsură (este un raport).

Câștigul static de curent este $h_{fe} = \text{curentul de ieșire} / \text{curentul de intrare} = I_c / I_b$.

h_{fe} poate fi calculat din caracteristicile de ieșire. De exemplu, dacă tranzistorul funcționează într-un punct Q unde $I_b = 40 \mu\text{A}$ și $I_c = 4 \text{ mA}$, atunci

$$h_{fe} = I_c / I_b = 4 \times 1000 / 40 = 100.$$

Caracteristici de transfer

Acestea sunt relații între curenții de ieșire și de intrare (figura 21.10). Folosind aceste curbe se poate, de asemenea, calcula câștigul static de curent. De exemplu, considerând Q un punct de funcționare a tranzistorului, atunci

$$h_{fe} = I_c / I_b = 4 \times 1000 / 40 = 100.$$

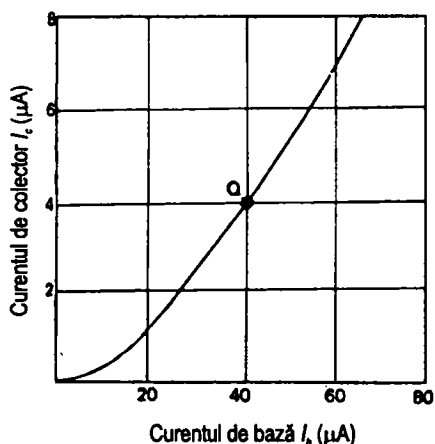


Figura 21.10 Curba de transfer (sau curba mutuală) a unui tranzistor

Înainte ca tranzistorul să poată fi folosit ca amplificator, el trebuie să fie corect polarizat în c.c., așa cum se arată în figura 22.1(a) pentru un tranzistor npn. Se poate vedea că cele două tensiuni V_{BE} (care realizează polarizarea directă a joncțiunii b-e) și V_{CB} (care realizează polarizarea inversă a joncțiunii b-c) sunt conectate în serie. Prin urmare, V_{BE} și V_{CB} pot fi substituite de divizorul de potențial $R_1 - R_2$ din figura 22.1(b). În acest fel este necesară o singură sursă de c.c., anume V_{cc} . Raportul între R_1 și R_2 este ales în așa fel încât să se asigure polarizarea necesară tranzistorului în bază.

Prin lanțul de polarizare trece un curent $I_s = V_{cc}/(R_1 + R_2)$, care provoacă o scădere a tensiunii de alimentare. Pentru a preveni acest fenomen, pentru R_1 și R_2 se aleg valori mari. Oricum, după cum se va vedea mai târziu, o valoare foarte mare a lui R_1 va reduce stabilitatea tranzistorului în curent continuu.

Tensiunea în bază este tensiunea dintre bază și bara de 0 V a șasiului, adică tensiunea pe rezistența R_2 .

Tensiunea în bază este $V_b = V_{R_2} = V_{cc} \times R_2 / (R_1 + R_2)$.

De exemplu, date fiind $V_{cc} = 10$ V, $R_1 = 15$ k Ω și $R_2 = 1$ k Ω ,

$$V_b = V_{cc} \times R_2 / (R_1 + R_2) = 0,625 \text{ V.}$$

Folosind valori diferite pentru R_1 , R_2 sau amândouă, se poate varia tensiunea bazei.

Același aranjament pentru polarizare se poate face și pentru un tranzistor pnp, așa cum se arată în figura 22.2. În acest caz, tensiunea de alimentare în c.c. este negativă, $-V_{cc}$. Funcția lanțului de polarizare $R_1 - R_2$ este aceeași ca și pentru tranzistorul npn. Faptul că tensiunile de curent continuu sunt negative trebuie să fie reținut, dar nu este nevoie să fie inclus în calcule. Prin urmare

$$V_b = V_{cc} \times R_2 / (R_1 + R_2) = 10 \times 1 / (15 + 1) = 10/16 = 0,625 \text{ V;}$$

deci tensiunea la bază este $-0,625$ V.

Pentru a se stabili o polarizare directă a joncțiunii b-e, tensiunea din bază trebuie să fie „mai sus” decât cea din emitor; mai sus în sensul pozitiv (nnp) sau negativ (pnp). În general, indiferent de tipul de tranzistor folosit, tensiunea pe bază este mai mare decât tensiunea pe emitor dar mai mică decât pe colector.

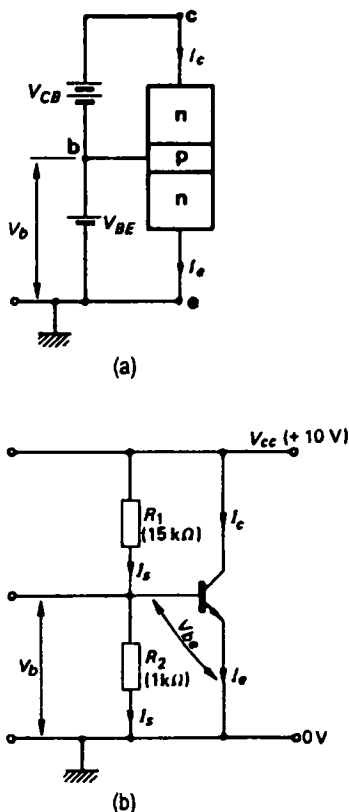


Figura 22.1 Polarizarea bazei unui tranzistor npn

Așa cum s-a explicat în capitolul precedent, curentul prin tranzistor este determinat de polarizarea directă b-e, $V_{be} = V_b - V_e$. O variație în tensiunea de emitor sau de bază provoacă o modificare a curentului prin tranzistor. În circuitul considerat, emitorul fiind la masă, numai baza se poate modifica cu

$$V_{be} = 0,62 - 0 = 0,62 \text{ V.}$$

De exemplu, dacă tensiunea bazei V_b se îndepărtează de cea de emitor („mai“ pozitivă la tranzistorul npn sau „mai“ negativă la pnp), V_{be} crește, determinând creșterea curentului prin tranzistor. Pe de altă parte, dacă V_b se apropie de tensiunea emitorului, V_{be} descrește și curentul prin tranzistor se reduce.

Rezistența de colector sau de sarcină

Pentru a produce o tensiune de ieșire în colector, se introduce o rezistență de sarcină R_3 (numită și rezistență de colector), așa cum se poate vedea în figura 22.3. Curentul de colector I_c trece prin rezistența de colector R_3 , determinând o cădere de tensiune pe ea. Prin urmare

$$V_{R_3} = I_c \times R_3.$$

De vreme ce toate tensiunile sunt măsurate față de masă sau de potențialul șasiului, tensiunea de colector V_{ce} este diferența de potențial dintre colector și masă. Așa cum se observă din circuit,

$$\text{tensiunea de alimentare este } V_{cc} = V_{R_3} + V_{ce}$$

$$\text{Prin urmare } V_{ce} = V_{cc} - V_{R_3}.$$

Luând valorile tipice prezentate, când curentul este $I_c = 1,2 \text{ mA}$,

$$V_{R_3} = I_c \times R_3 = 1,2 \text{ mA} \times 3,3 \text{ k}\Omega = 4 \text{ V (aprox.)}$$

$$V_{ce} = V_{cc} - V_{R_3} = 10 \text{ V} - 4 \text{ V} = 6 \text{ V.}$$

Ambalarea termică

S-a menționat în capitolul 19 faptul că purtătorii minoritari formează ceea ce se numește curentul rezidual prin joncțiunea polarizată invers. Prin urmare, un curent rezidual I_{CEO} va trece prin joncțiunea bază-colector, polarizată invers, așa cum se vede în figura 22.4. El este amplificat în același fel ca și curentul de intrare (sau de bază) cu un factor h_{fe} . Pe măsură ce temperatura tranzistorului crește, și curentul rezidual crește. Acesta este amplificat de tranzistor, crescând curentul de colector, care, la rândul lui duce la creșterea temperaturii,

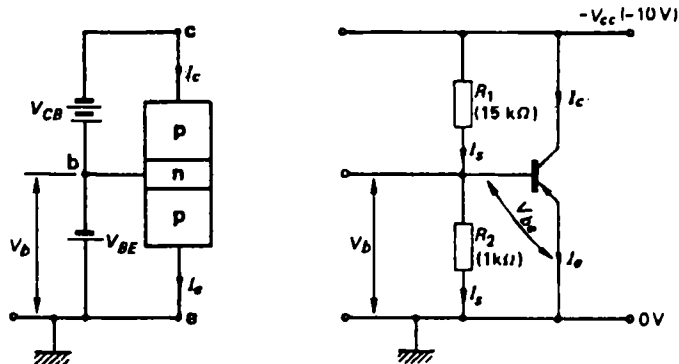


Figura 22.2 Polarizarea bazei unui tranzistor npn

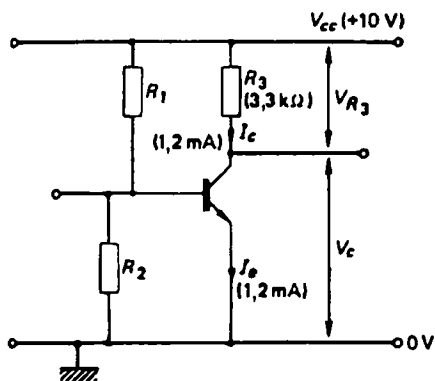


Figura 22.3 Rezistența de sarcină R_3

ceea ce crește curentul rezidual și așa mai departe. Procesul este cunoscut sub numele de ambalare termică, este cumulativ și, dacă nu este controlat, poate duce la distrugerea tranzistorului.

Stabilizarea în c.c.

Efectul curentului de scurgere într-un amplificator EC, este de a crea o instabilitate în c.c. sau în condițiile statice de funcționare. Această problemă se poate depăși prin adăugarea unei rezistențe de emitor R_4 , ca în figura 22.5. Tensiunea de emitor este acum egală cu căderea de tensiune produsă de curentul de emitor I_e pe rezistența de emitor R_4 . Prin urmare, $V_e = I_e \times R_4$. Stabilizarea în curent continuu se realizează după cum urmează.

Dacă I_c și I_e cresc datorită unei creșteri a curentului de scurgere, tensiunea în emitor crește o dată cu acestea. De vreme ce $V_{be} = V_b - V_e$, atunci o creștere a lui V_e duce la o diminuare a lui V_{be} . Aceasta reduce curentul de bază și restabilește I_c și I_e la valoarea anterioară. Rezistența de emitor R_4 realizează o reacție negativă, stabilind condițiile statice ale amplificatorului. Folosind valorile tipice date în figura 22.5 și presupunând curentul de emitor $I_e = 1,2 \text{ mA}$, atunci

$$V_e = I_e \times R_4 = 1,2 \text{ mA} \times 1 \text{ k}\Omega = 1,2 \text{ V.}$$

$$V_b = \frac{V_{cc}}{R_1 + R_2} \times R_2 = \frac{10}{15 \text{ k}\Omega + 3,3 \text{ k}\Omega} \times 3,3 \text{ k}\Omega = \frac{10}{18,3} \times 3,3 \text{ V} = 1,8 \text{ V.}$$

$$V_{be} = V_b - V_e = 1,8 \text{ V} - 1,2 \text{ V} = 0,6 \text{ V.}$$

Folosirea tranzistoarelor pnp

Figura 22.6 prezintă un amplificator cu tranzistor pnp. Presupunând că tranzistorul este cu siliciu, curentul prin tranzistor precum și tensiunile de emitor, de bază și de colector pot fi calculate astfel:

$$V_b = \frac{V_{cc}}{R_1 + R_2} \times R_2 = \frac{10}{22 \text{ k}\Omega + 3,9 \text{ k}\Omega} \times 3,9 \text{ k}\Omega = \frac{10}{25,9} \times 3,9 \text{ V} = 1,5 \text{ V.}$$

Din $V_{be} = V_b - V_e$ obținem că $V_e = V_b - V_{be}$, dar $V_{be} = 0,6 \text{ V}$ (tranzistor cu siliciu) și $V_b = 1,5 \text{ V}$. Prin urmare

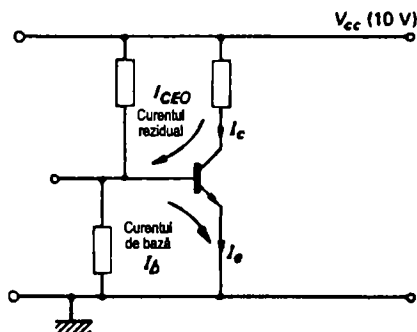


Figura 22.4 Curentul de scurgere I_{CEO}

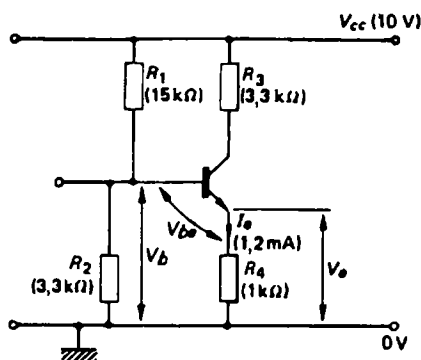


Figura 22.5 Amplificator npn cu rezistență de emitor R_4

$$V_e = 1,5 \text{ V} - 0,6 \text{ V} = 0,9 \text{ V}.$$

Din $V_e = I_e \times R_4$ obținem

$$I_e = \frac{V_e}{R_4} = \frac{0,9 \text{ V}}{820 \Omega} = \frac{0,9 \text{ V}}{0,82 \text{ k}\Omega} = 1,1 \text{ mA}.$$

$$I_c = I_e = 1,1 \text{ mA}.$$

$$V_{R_3} = I_c \times R_3 = 1,1 \text{ mA} \times 3,3 \text{ k}\Omega = 3,6 \text{ V}.$$

$$V_c = V_{cc} - V_{R_3} = 10 \text{ V} - 3,6 \text{ V} = 6,4 \text{ V}.$$

Condițiile de funcționare statică a tranzistorului sunt

$e - 0,9 \text{ V}$, $b - 1,5 \text{ V}$, $c - 6,4 \text{ V}$, cu $I_e = 1,1 \text{ mA}$.

Tensiunile de bază, de emitor și de colector date mai sus sunt tipice pentru un amplificator cu un singur etaj, cum ar fi un amplificator de FI sau un preamplificator. Emitorul este aproximativ la o tensiune de $0,1 \times V_{cc}$, cu colectorul la aproximativ $0,6 \times V_{cc}$. Se poate vedea că, pentru ambele tipuri de tranzistoare, tensiunea de emitor este mai mică, în timp ce tensiunea de colector este mai mare, cu baza la aproximativ $0,6 \text{ V}$ (pentru tranzistoare cu siliciu) peste emitor.

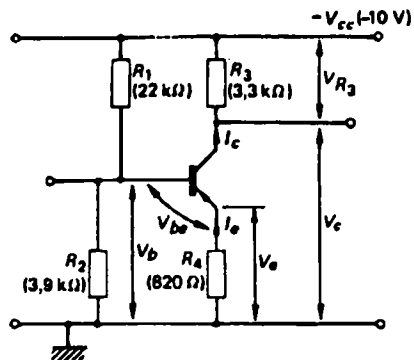


Figura 22.6 Amplificator cu emitor comun

Tranzistorul pnp cu tensiune de alimentare negativă

Se poate conecta un tranzistor pnp folosind o sursă de alimentare negativă $-V_{cc}$, așa cum se vede în figura 22.7. În acest caz masa este bara pozitivă. Toate tensiunile sunt, prin urmare, negative, de vreme ce sunt măsurate față de linia pozitivă (plusul la masă). Folosind valorile tipice date în schemă, obținem

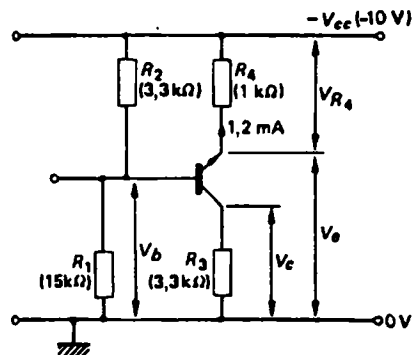


Figura 22.7 Amplificator cu tranzistor pnp folosind alimentare negativă $-V_{cc}$

$$V_b = \text{tensiunea pe } R_1 = \frac{V_{cc}}{R_1 + R_2} \times R_1 = \frac{10}{15 + 3,3} \times 15 \text{ V} = \frac{10}{18,3} \times 15 \text{ V} = 8,2 \text{ V}.$$

$$V_e = \text{tensiunea pe } R_3 = I_e \times R_3 = 1,2 \text{ mA} \times 3,3 \text{ k}\Omega = 4 \text{ V (aproximat iv)}.$$

$$V_c = V_{cc} - V_{R_4} = V_{cc} - I_e \times R_4 = 10 \text{ V} - 1,2 \times 1 \text{ V} = 10 \text{ V} - 1,2 \text{ V} = 8,8 \text{ V}.$$

Condițiile statice de funcționare ale tranzistorului sunt prin urmare: $e - 8,8 \text{ V}$, $b - 8,2 \text{ V}$, $c - 4 \text{ V}$.

Curentul de bază

Curentul de bază I_b (figura 22.8) curge de la bara pozitivă de c.c. prin R_1 și joncțiunea b-e către emitor. Rezistența de polarizare R_1 este străbătută deci de doi curenți: curentul de divizor I_s (care trece, de asemenea, și prin R_2) plus curentul de bază I_b (care nu trece prin R_2). Căderea de tensiune pe R_1 este mai mare cu $I_b \times R_1$. Deoarece $V_{R_1} + V_{R_2} = V_{cc}$, rezultă că o creștere a lui V_{R_1} duce la o scădere a lui V_{R_2} , adică la o scădere a tensiunii din bază. În condiții normale, I_b este foarte mic și poate fi de cele mai multe ori neglijat, presupunând că V_b este determinat de lanțul de divizare $R_1 - R_2$.

Totuși, când curentul de bază este mare (de exemplu, atunci când un tranzistor este foarte deschis și conduce foarte mult), sau dacă R_1 este foarte mare, modificarea tensiunii în bază datorită lui I_b începe să afecteze condițiile statice de funcționare ale tranzistorului și atunci trebuie luat în considerare acest aspect.

Fie circuitul din figura 22.8. În condiții normale, un curent de bază, să zicem de $10 \mu A$, produce o cădere de potențial pe R_1 de $I_b \times R_1 = 10 \times 10^{-6} \times 15 \times 10^3 V = 0,15 V$, care este mică în comparație cu tensiunea pe bază de $1,8 V$ determinată de lanțul de polarizare $R_1 - R_2$. Dacă însă tranzistorul este făcut să conducă puternic, „consumând“ un curent mare, curentul de bază va crește și el, să zicem la $80 \mu A$. Tensiunea pe R_1 datorată unui curent de $80 \mu A$ devine $80 \times 10^{-6} V \times 15 \times 10^3 V = 1,2 V$. Tensiunea în bază va scădea cu o valoare identică, adică de la $1,8$ la $0,6 V$.

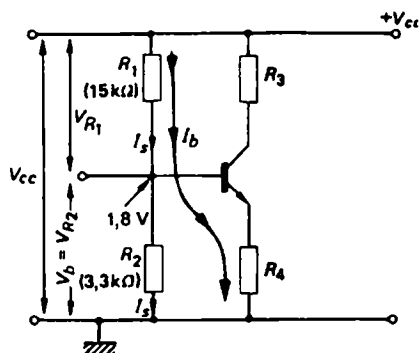


Figura 22.8 Efectul curentului de bază I_b

Polarizarea prin curentul de bază

Curentul de bază poate fi folosit pentru a asigura o polarizare normală a tranzistorului, așa cum se arată în figura 22.9. În acest circuit, R_2 este eliminată și R_1 are o valoare foarte mare. Curentul I_b este acum în totalitate răspunzător pentru căderea de tensiune pe R_1 (nu există nici un curent staționar). Această cădere de tensiune este suficient de mare pentru a asigura o polarizare normală.

Fiind dat curentul de bază din figura 22.9 de $10 \mu A$, tensiunea din bază se poate calcula astfel:

$$V_{R_1} = I_b \times R_1 = 10 \times 10^{-6} \times 390 \times 10^3 = 3900 \times 10^{-3} = 3,9 V.$$

Tensiunea din bază este tensiunea față de masă, adică

$$V_b = V_{cc} - V_{R_1} = 6 - 3,9 = 2,1 V$$

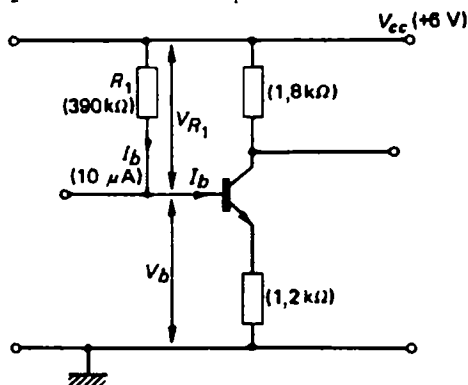


Figura 22.9 Polarizarea prin curentul de bază

Circuitul din figura 22.9 are avantajul unei impedanțe mai mari de intrare datorită absenței rezistenței R_2 , dar nu are stabilitate în c.c.

Blocarea și saturarea

Se spune că un tranzistor intră în blocare atunci când încetează să mai conducă, adică atunci când curentul prin tranzistor devine zero. Cu $I_e = 0$ nu se mai dezvoltă nici o cădere de tensiune pe R_4 (figura 22.10). Prin urmare, tensiunea de emitor ($V_e = I_e \times R_4$) este de asemenea zero. Un curent de colector zero nu mai produce nici o cădere de tensiune pe R_3 ($V_{R_3} = I_c \times R_3$) și deci tensiunea în colector este V_{cc} . Tensiunea între colector și emitor $V_{CE} (= V_c - V_e)$ este prin urmare V_{cc} .

Se spune că un tranzistor este saturat atunci când curentul prin el este atât de mare încât nu mai poate crește, adică atunci când I_e și I_c sunt la valoarea lor maximă. Pe măsură ce I_e crește, V_e crește și ea (figura 22.11). Tensiunea pe R_3 crește o dată cu I_c , forțând colectorul să se depărteze de V_{cc} către emitor ($V_c = V_{cc} - V_{R_3}$). Prin urmare, pe măsură ce curentul prin tranzistor crește, tensiunile din emitor și colector merg una către cealaltă. La saturație, când curentul prin tranzistor este maxim, V_e și V_c sunt aproximativ egale, iar V_{CE} este aproximativ zero. Figura 22.11 arată valori tipice pentru saturație.

Un tranzistor poate fi folosit deci ca un comutator (figura 22.12):

Comutatorul ÎNCHIS = tranzistorul saturat;

Comutatorul DESCHIS = tranzistorul blocat.

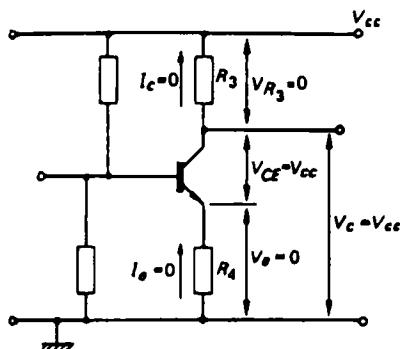


Figura 22.10 Condiția de blocare:
 $V_e = 0 \text{ V}$, $V_c = V_{cc}$

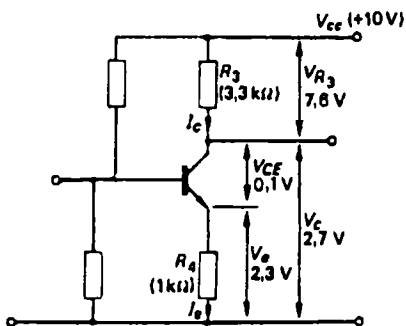


Figura 22.11 Condiția de saturație: $V_e \equiv V_c$

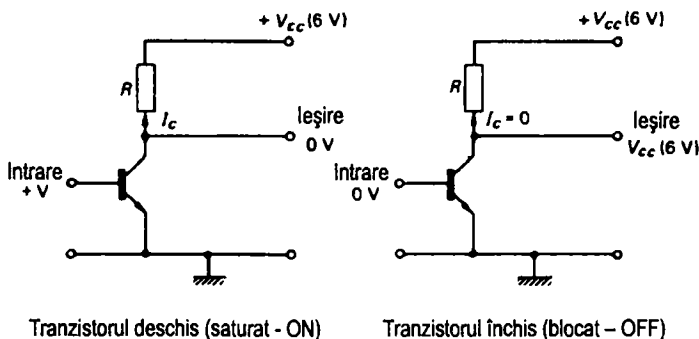


Figura 22.12 Tranzistorul cu rol de comutator

Condensator de cuplaj

Scopul unui condensator de cuplaj este de a bloca accesul curentului continuu, dar de a permite trecerea semnalului de curent alternativ. Dispozitive de cuplaj, cum ar fi un condensator sau un transformator sunt folosite în general la intrarea sau la ieșirea amplificatoarelor. Polarizarea sau condițiile staționare de funcționare ale tranzistoarelor nu sunt în acest fel afectate de etajele precedente sau de cele care urmează.

În figura 23.1 este prezentat un condensator C care cuplează punctele A și B, având R ca rezistență de sarcină. În ceea ce privește curentul continuu, condensatorul acționează ca un circuit deschis, blocând trecerea curentului continuu între A și B. Din acest motiv, un condensator de cuplaj se mai numește și *condensator de blocare*.

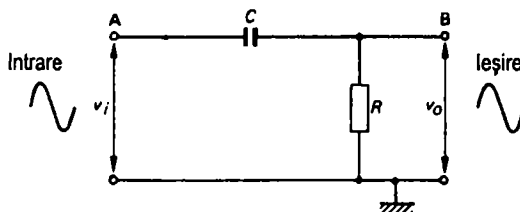


Figura 23.1 Condensator de cuplaj

Pentru un cuplaj satisfăcător în c.a., condensatorul trebuie să aibă la frecvențele de lucru o reactanță X_c care să fie foarte mică față de valoarea rezistenței de sarcină R , astfel ca pe condensatorul C să cadă o fracțiune cât mai mică din semnalul de intrare. De exemplu, dacă $V_i = 100$ mV, atunci se poate considera că un cuplaj este satisfăcător dacă la ieșire se obțin 95 mV, cu o cădere de tensiune de 5 mV pe condensatorul de cuplaj.

Valoarea condensatorului de cuplaj depinde de doi factori.

1. *Rezistența de sarcină R .* Presupunând că se obține un cuplaj satisfăcător atunci când $X_c = R/20$ și date fiind $R = 1$ k Ω și frecvența de lucru $f = 300$ Hz, atunci

$$X_c = R/20 = 1000/20 \, \Omega = 50 \, \Omega$$

Din $X_c = 1/(2\pi f C_1)$ obținem

$$C_1 = \frac{1}{2\pi f X_c} = \frac{1}{2\pi \times 300 \times 50} = 10,6 \, \mu\text{F} \text{ aproximativ}$$

Dacă rezistența de sarcină crește la 100 k Ω , atunci

$$X_c = \frac{1}{20} R = \frac{1}{20} \times 100 \, \text{k}\Omega = 5 \, \text{k}\Omega;$$

$$C_2 = \frac{1}{2\pi f X_c} = \frac{1}{2\pi \times 300 \times 5 \times 10^3} = 0,1 \, \mu\text{F}.$$

Prin urmare, dacă rezistența de sarcină este mărită de 100 de ori (de la 1 k Ω la 100 k Ω), condensatorul de cuplaj poate fi micșorat de tot atâtea ori (de la 10 μ F la 0,1 μ F).

În general, cu cât rezistența de sarcină este mai mare, cu atât valoarea necesară pentru condensatorul de cuplaj este mai mică.

2. Frecvența de funcționare. Să luăm exemplul de mai sus în care s-a obținut un cuplaj satisfăcător cu un condensator pentru care $C = 10 \mu\text{F}$ pentru o rezistență de sarcină $R = 1 \text{ k}\Omega$ și o frecvență $f = 300 \text{ Hz}$.

Dacă frecvența este acum mărită la 300 kHz, atunci $X_c = R/20 = 50 \Omega$,

$$C_3 = \frac{1}{2\pi f X_c} = \frac{1}{2\pi \times 300 \times 10^3 \times 50} = 0,01 \mu\text{F}$$

Prin urmare, dacă frecvența este mărită de 1000 de ori (de la 300 Hz la 300 kHz), condensatorul de cuplaj poate scădea în aceeași proporție (de la 10 μ F la 0,01 μ F).

În general, pentru o valoare dată a lui R , este nevoie de un condensator de cuplaj mare pentru frecvențe joase și invers.

Pentru o gamă mare de frecvențe, valoarea condensatorului este determinată de frecvența cea mai joasă. Considerând exemplul de mai sus, o valoare de 10 μ F calculată pentru a oferi un cuplaj corespunzător la 300 Hz, va asigura un cuplaj și mai bun la 300 kHz. Pe de altă parte, un condensator de 0,1 μ F calculat pentru a oferi un cuplaj satisfăcător la 300 kHz nu va fi în nici un caz adecvat pentru un cuplaj la 300 Hz.

Decuplarea

Figura 23.2(b) prezintă un condensator care decuplează o rezistență R . Fără condensator (figura 23.2 (a)), punctul A are o tensiune continuă de 10 V și un semnal de 10 mV în c.a. Condensatorul fiind un circuit deschis în curent continuu, nu afectează tensiunea continuă din punctul A. Totuși, dacă valoarea lui C este aleasă astfel încât la frecvența de lucru reactanța lui să fie foarte mică în comparație cu R , întreg semnalul de c.a. va fi scurtcircuitat la masă.

Valoarea condensatorului care va asigura o decuplare satisfăcătoare este determinată de valoarea lui R și de frecvența de lucru, în același fel ca și pentru condensatorul de cuplaj, descris anterior.

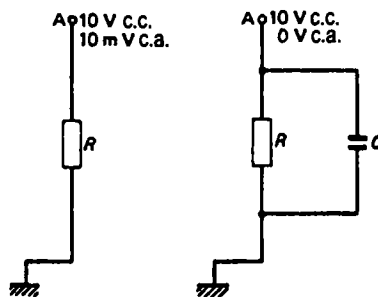


Figura 23.2 Efectul condensatorului de decuplare (a) Fără condensator de decuplare (b) Cu condensator de decuplare

Amplificator cuplat prin circuit R-C

Figura 23.3 arată un amplificator cuplat prin circuit R-C la care C_1 este condensatorul de cuplaj de intrare. Valoarea lui C_1 este comparativ mare datorită impedanței mici de intrare în tranzistorul în configurație EC, care este micșorată și mai mult de rezistența-șunt R_2 de la intrare. C_2 cuplează ieșirea cu sarcina sau cu etajul următor și este de aceeași valoare cu C_1 . Valorile tipice ale condensatoarelor de cuplaj sunt:

pentru AF, $10\ \mu\text{F} - 50\ \mu\text{F}$; pentru RF, $0,01\ \mu\text{F} - 0,1\ \mu\text{F}$.

Condensator de decuplare

Reacția negativă produsă de R_4 în figura 23.3 asigură, pe de o parte, stabilitatea necesară în c.c., în timp ce pe de altă parte, reduce câștigul amplificatorului la un nivel foarte mic de ordinul lui 2 sau 3. Reducerea amplificării se datorează unei reacții negative de c.a. realizate de căderea de tensiune a semnalului pe R_4 . Pentru a elimina reacția negativă de c.a., păstrând însă stabilitatea în c.c., se folosește un condensator de decuplare, C_3 .

Valorile uzuale pentru condensatoarele folosite la decuplările în c.a. sunt aceleași cu cele folosite pentru condensatoarele de cuplaj.

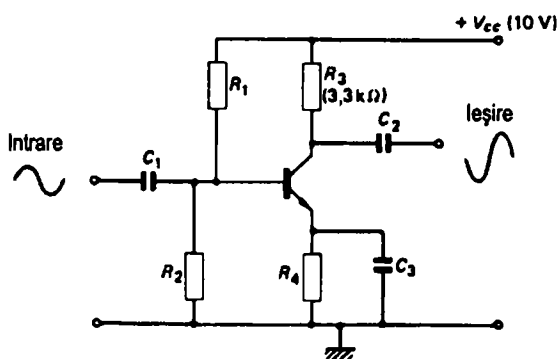


Figura 23.3 Amplificator cuplat prin R-C cu condensatorul de decuplare C_3

Amplificarea

Circuitul din figura 23.3 este un circuit complet pentru un amplificator cu un singur etaj în configurație EC. Când un semnal de intrare, de exemplu sinusoidal, este aplicat așa cum se vede în figură, prin condensatorul de cuplaj C_1 , semnalul trece către bază. Pentru jumătatea de ciclu pozitivă, baza se depărtează de emitor, V_{be} crește, I_e și, prin urmare, I_c cresc, făcând ca V_c să scadă. Prin urmare alternanța pozitivă de la intrare produce o alternanță negativă la ieșire. Pe de altă parte, alternanța negativă de la intrare produce o creștere sau o mișcare în sus a tensiunii de colector. Ieșirea este, prin urmare, în antifază cu intrarea, așa cum se vede în figura 23.4. Amplificarea se produce deoarece o variație foarte mică a tensiunii V_{be} la intrare determină o variație foarte mare a curentului prin tranzistor, care, atunci când trece prin R_3 , produce o variație mare de tensiune în colector.

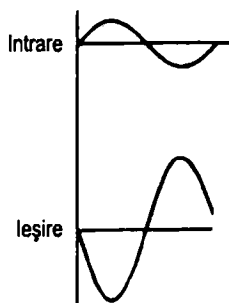


Figura 23.4 Inversarea de fază

Dreapta de sarcină

Caracteristicile de ieșire ale tranzistorului arată în general funcționarea tranzistorului. Pentru a reprezenta funcționarea unui tranzistor atunci când este folosit într-un circuit, se desenează o dreaptă de sarcină. Figura 23.5 prezintă caracteristicile de ieșire ale circuitului folosit în figura 23.3 cu XY ca dreaptă de sarcină.

Înainte de a trasa dreapta de sarcină, trebuie determinate două puncte care îi aparțin. Cele mai convenabile puncte sunt: X pe axa orizontală pentru care $I_c = 0$, și punctul Y pe axa verticală pentru care $V_c = 0$. Aceste două puncte sunt unite pentru a construi dreapta de sarcină. Se presupune că $V_c = V_{CE}$.

Punctul X. În acest punct curentul prin tranzistor este zero. Tranzistorul intră în blocare. Prin urmare tensiunea de colector este $V_c = V_{cc}$.

Punctul Y. În acest punct tensiunea de colector este $V_c = 0$. Punând $V_c = 0$ în ecuația $V_{cc} = V_c + V_{R_3}$ obținem $V_{cc} = V_{R_3}$. Dar $V_{R_3} = I_c \times R_3$, prin urmare $V_{cc} = I_c \times R_3$, deci $I_c = V_{cc}/R_3$.

Folosind valorile date în figura 23.3, punctele X și Y pot fi localizate astfel:

Punctul X: $I_c = 0$, $V_c = V_{cc} = 10$ V.

Punctul Y: $V_c = 0$, $I_c = V_{cc}/R_3 = 10/3,3 \text{ mA} = 3 \text{ mA}$.

XY este prin urmare dreapta de sarcină pentru o rezistență de sarcină de 3,3 kΩ.

Folosind o rezistență de sarcină mai mică, de 2,2 kΩ, dreapta de sarcină este deplasată în XY_a . Punctul X este același ca și în cazul anterior, deoarece V_{cc} rămâne la 10 V. Totuși, punctul Y_a este la $I_c = V_{cc}/R_3 = 10 \text{ V}/2,2 \text{ k}\Omega = 4,55 \text{ mA}$.

Pe de altă parte, o rezistență de sarcină mai mare, de exemplu 4,9 kΩ, ar conduce la o dreaptă de sarcină XY_b cu punctul Y_b la $I_c = 10 \text{ V}/4,9 \text{ k}\Omega = 2 \text{ mA}$.

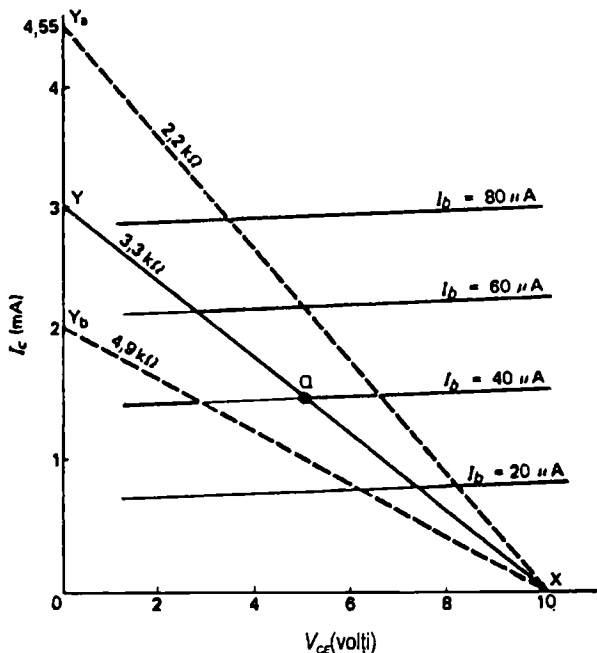


Figura 23.5 Dreapta de sarcină

Analiza grafică

Amplificarea unui semnal are loc de-a lungul unei drepte de sarcină și poate fi reprezentată ca în figura 23.6. Punctul Q este punctul static de funcționare, reprezentând condițiile statice de funcționare în absența semnalului. În punctul Q tranzistorul este polarizat pentru a avea un curent de bază

$$I_b = 20 \text{ mA cu } I_c = 1,5 \text{ mA și } V_c = 5 \text{ V.}$$

Când se aplică un semnal, curentul de bază variază, așa cum se vede, între 0 μA și 40 μA. Aceasta produce o variație a curentului de colector I_c de 2,8 mA și o variație a tensiunii de ieșire de aproximativ 9 V.

Variația de la intrare este limitată pe de o parte de dreapta $I_b = 0$, când tranzistorul intră în blocare (punctul M de pe dreapta de sarcină) și pe de altă parte de dreapta $I_b = 40 \mu\text{A}$ unde tranzistorul intră în saturație (punctul N de pe dreapta de sarcină). În cazul amplificatorului din exemplu, punctul Q este ales chiar la mijloc astfel încât la introducerea unui semnal cu o valoare de vârf de 20 μA pe bază, curentul de bază variază între 0 și 40 μA, producând

maximul de semnal nedistorsionat la ieșire. Orice încercare de a mări semnalul de intrare va conduce la o formă de undă distorsionată, așa cum se vede în figura 23.7, care în cazul unui amplificator supraîncărcat produce unde sinusoidale limitate. Formele de undă ale intrării și ieșirii pot fi reprezentate grafic folosind caracteristicile de transfer din figura 23.8. Funcționarea este limitată la zona liniară, altfel apar distorsiuni.

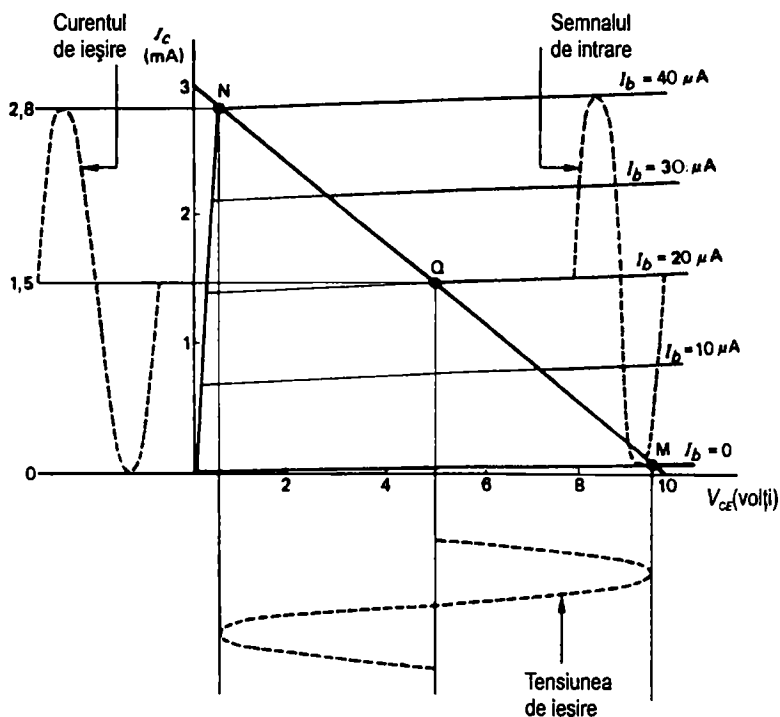


Figura 23.6 Reprezentarea grafică a funcționării amplificatorului

Amplificator cuplat prin transformator

Cuplarea între etaje se poate face și cu ajutorul unui transformator, așa cum se vede în figura 23.9. R_1 și R_2 formează o rețea de polarizare pentru TR_2 (lanțul de polarizare pentru TR_1 nu este prezentat). C_1 este condensatorul de decuplare, care împiedică orice semnal să se dezvolte pe rezistența de polarizare R_2 . R_3 este rezistența de emitor și C_2 este condensatorul de decuplare din emitor. Înfășurările primare ale celor două transformatoare, L_1 și L_2 , acționează ca sarcini pentru TR_1 , respectiv TR_2 . Deoarece înfășurările transformatoarelor au rezistențe foarte mici, tensiunea c.c. din colectoarele tranzistoarelor este la o valoare constantă, egală cu V_{cc} . Semnalul se dezvoltă pe înfășurarea transformatorului datorită rezistenței sale în c.a., adică a reactanței. Se pot astfel trasa două drepte de sarcină, așa cum se vede în figura 23.10. Dacă tensiunea de alimentare este de 6 V, atunci linia de c.c. este o verticală reprezentând o tensiune constantă de 6 V în colector. Linia de c.a reprezintă funcționarea amplificatorului atunci când se aplică un semnal. Intersecția lor este punctul static de funcționare Q.

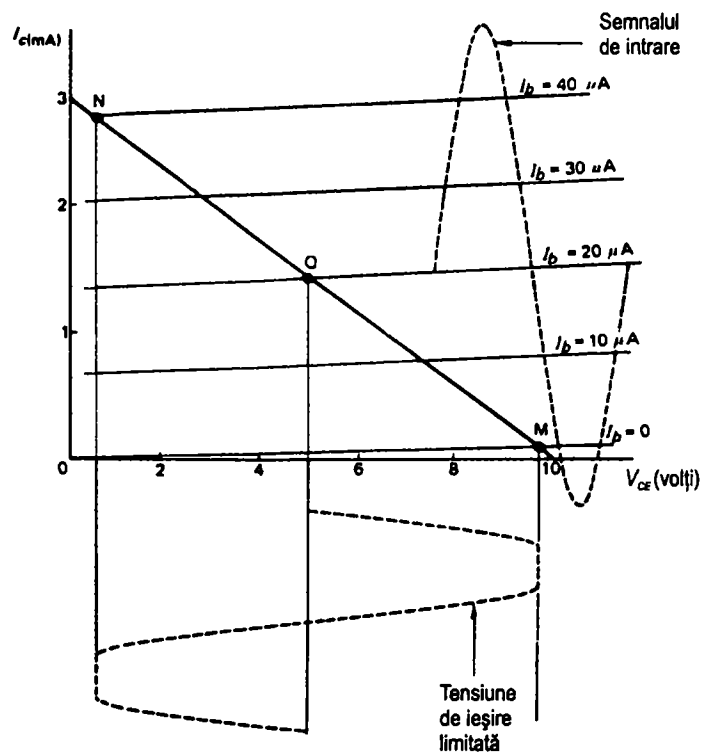


Figura 23.7 Amplificator supraîncărcat care produce semnale de ieșire limitate

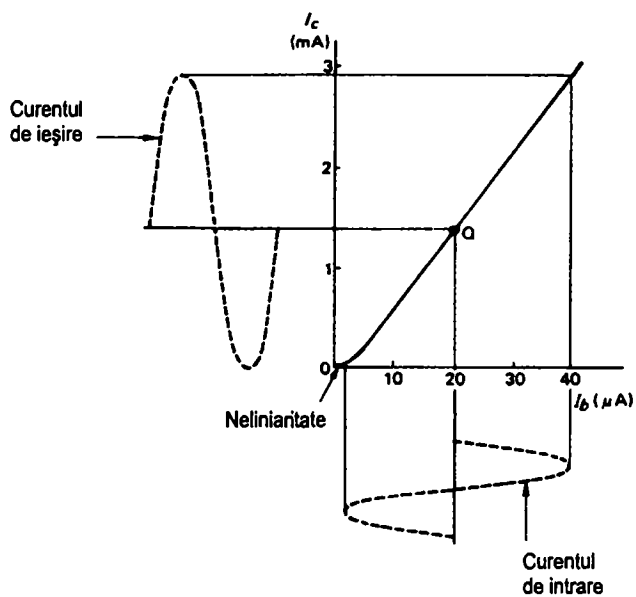


Figura 23.8 Reprezentarea grafică folosind caracteristica de transfer

Comparație între amplificatoarele cu cuplaj prin circuit R-C și prin transformator

Cuplajul prin circuit R-C este larg folosit în electronică datorită amplificării mari, a răspunsului bun în frecvență, a componentelor mai ieftine și mai mici. Pe de altă parte, transformatoarele sunt mai mari și mai scumpe. Cuplarea prin transformator are însă două mari avantaje:

1. Nu folosește o rezistență de colector, ceea ce face ca puterea disipată, adică pierderea de energie prin căldură, să fie mică în comparație cu amplificatoarele cuplate prin circuit R-C. Amplificatoarele cuplate prin transformatoare sunt deci mai eficiente.

2. Ușurează adaptarea între etaje (vezi capitolul 8). Dacă r_1 este impedanța de ieșire a lui TR_1 și r_2 impedanța de intrare în TR_2 (figura 23.11), atunci, așa cum s-a explicat în capitolul 8:

$r_1/r_2 = n^2$, unde n este raportul înfășurărilor T_1/T_2 .

Disipația de putere

Tranzistorul, ca și alte componente, are o putere nominală care nu trebuie depășită, în caz contrar el putându-se distruge.

Puterea disipată într-un tranzistor este $V_{CE} \times I_c$ [watt].

De exemplu, dacă ne referim la figura 23.12, cu $V_c = 9$ V, $V_e = 1,5$ V:

$$V_{CE} = V_c - V_e = 9 \text{ V} - 1,5 \text{ V} = 7,5 \text{ V},$$

$$I_c = I_e = V_e/R_2 = 1,5 \text{ V}/1,2 \text{ k}\Omega = 1,25 \text{ mA}.$$

Prin urmare, puterea disipată în tranzistor este

$$V_{CE} \times I_c = 7,5 \text{ V} \times 1,25 \text{ mA} = 9,4 \text{ mW}.$$

De remarcat că puterea disipată pe rezistența de sarcină R_1 este

$$I_c^2 \times R_1 = (1,25 \text{ mA})^2 \times 4,9 \text{ k}\Omega = 7 \text{ mW}.$$

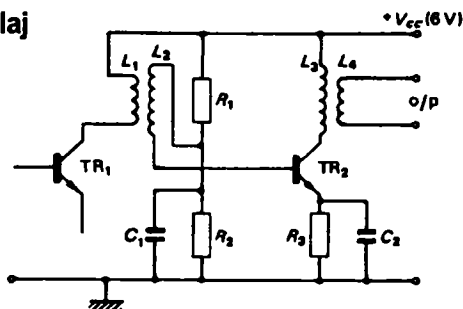


Figura 23.9 Amplificator cuplat prin transformator

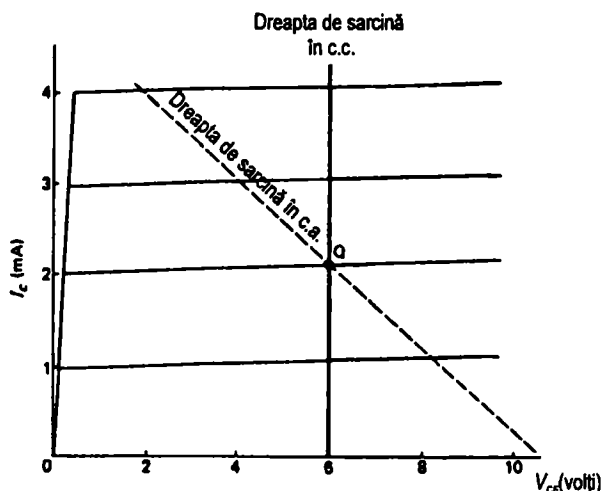


Figura 23.10 Dreptele de sarcină c.c. și c.a. pentru amplificatorul cu cuplaj prin transformator din figura 23.9

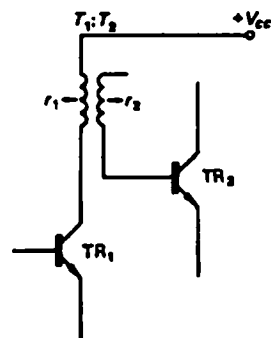


Figura 23.11 Adaptarea prin transformator este $\frac{r_1}{r_2} = \frac{T_1^2}{T_2^2} = n^2$

Puterea disipată maximă a unui tranzistor poate fi reprezentată pe caracteristica de ieșire printr-o hiperbolă sau o curbă de putere disipată constantă, așa cum se poate vedea în figura 23.13. Punctele de pe această curbă reprezintă disipații egale de putere. Tranzistorul trebuie să funcționeze sub această curbă de disipație maxim admisă. Pentru a asigura o putere maximă de ieșire, punctul Q este ales astfel încât să cadă pe curba de disipație (sau în vecinătatea ei).

Așa cum se poate vedea pe figura 23.13, funcționarea tranzistorului este limitată de linia de saturație, de linia de blocare ($I_b = 0$) și de curba de putere disipată maximă. Aria de funcționare este prezentată hașurat.

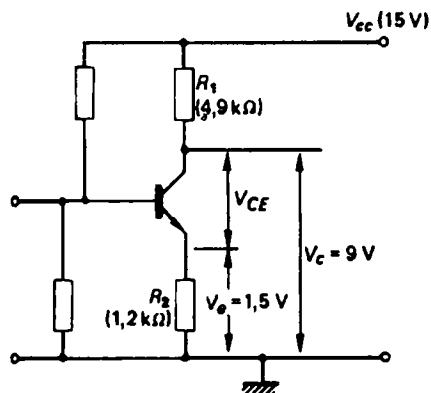


Figura 23.12 Puterea disipată într-un tranzistor este $V_{CE} \times I_c$

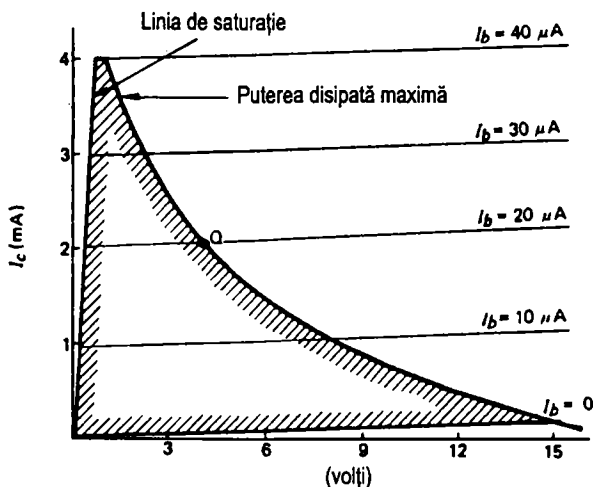


Figura 23.13 Aria de funcționare a unui tranzistor (zona hașurată)

Amplificatoarele cu bază comună și cu colector comun

Amplificatorul BC

Figura 24.1 prezintă un amplificator care folosește un tranzistor în configurație bază comună (BC). Sunt folosite două t.e.m. separate pentru a asigura polarizările necesare. C_1 este un condensator de cuplaj care aduce semnalul la intrare între emitor și bază. Ieșirea este luată de pe rezistența de sarcină R_4 .

Figura 24.2 arată un amplificator tipic de FI, folosind o sursă de c.c. Sarcina este un circuit acordat C_3-L_1 , folosind un transformator de cuplaj. C_1 este condensatorul de cuplaj de intrare, R_1 - R_2 formează lanțul de polarizare și R_3 este rezistența de emitor. C_2 este un condensator de decuplare care face ca baza să fie la potențial zero în curent alternativ. În acest caz, condensatorul de decuplare este conectat la bara de alimentare în loc de cea de masă. Aceasta este posibil deoarece bara de alimentare este la potențial zero în curent alternativ, deci și din punctul de vedere al semnalului. Diferența între bara de alimentare și cea de masă se manifestă numai prin potențialul de curent continuu.

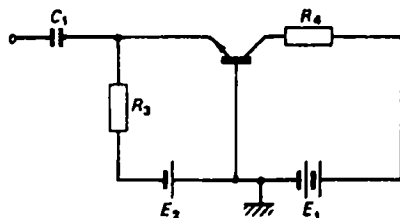


Figura 24.1 Amplificator BC cu E_1 și E_2 furnizând tensiunile de polarizare

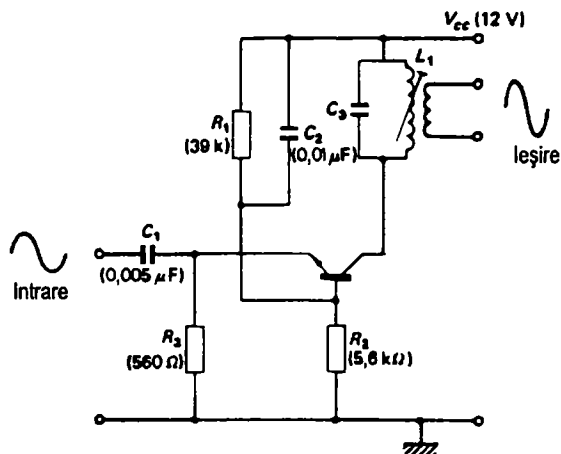


Figura 24.2 Amplificator tipic de FI în configurație BC

Amplificatorul BC are o impedanță mică de intrare (50 – 100 Ω) și un câștig mic în comparație cu configurația EC. Are însă avantajul unui răspuns foarte bun la frecvențe mari. De aceea, este folosit la frecvențe foarte mari, de exemplu în amplificatoarele de RF din receptoarele radio și TV, în amplificatoarele de FI pentru receptoarele MF etc.

Relația de fază

Dacă semnalul de intrare descrește, emitorul se depărtează de bază și I_c crește, producând o scădere de tensiune în colector la ieșire. Ieșirea este deci în fază cu intrarea.

Amplificatorul CC

Figura 24.3 (a) prezintă un circuit folosind un tranzistor în configurație de colector comun, (CC). C_1 și C_2 sunt condensatoarele de intrare și de ieșire de cuplaj, iar $R_1 - R_2$ formează lanțul de polarizare pentru tensiunea de bază. Nu se folosește nici o rezistență de colector, de vreme ce ieșirea se ia din emitor. Figura 24.3(b) indică modul în care se proiectează în mod normal circuitul. Ieșirea se formează pe rezistența de emitor R_3 și de aceea circuitul se mai numește *repetor pe emitor*. El are un câștig mare de curent cu un câștig de tensiune mai mic dar foarte apropiat de unu. Câștigul foarte mic în tensiune este datorat reacției 100% negative realizate de R_3 .

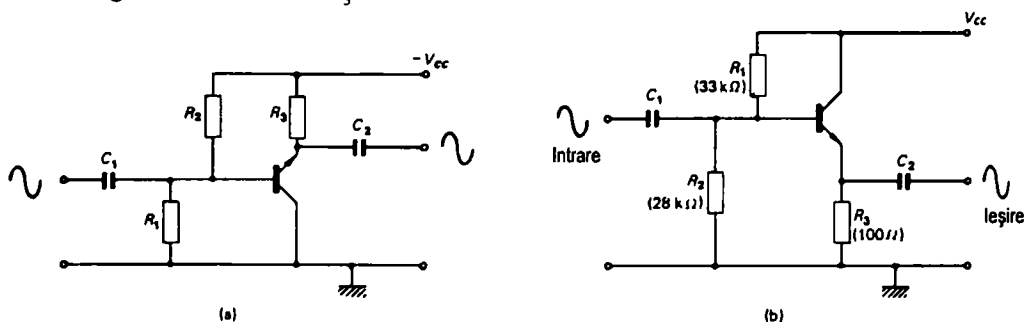


Figura 24.3 (a) Repetorul pe emitor sau amplificatorul cu colector comun;
(b) modul normal de proiectare a schemei

Relația de fază

Când semnalul de intrare crește, baza se depărtează de emitor, V_b crește și produce o creștere în emitor sau în tensiunea de ieșire. Prin urmare, ieșirea este în fază cu intrarea.

Comparație între configurațiile EC, BC, și CC

Configurația	Impedanța de intrare	Impedanța de ieșire	Inversarea de fază	Avantaje
EC	1 – 2 kΩ	10 – 50 kΩ	Da	Câștig mare de tensiune și curent
BC	Foarte mică	Foarte mare	Nu	Răspuns foarte bun la frecvențe mari
CC	Foarte mare	Foarte mică	Nu	(a) Impedanță mică de ieșire (b) Câștig mare de curent

Tipuri de dispozitive fotoelectrice

Celulele foto-emisive sau fototuburile folosesc principiul emisiei electronice dintr-un catod atunci când lumina cade pe suprafața lui.

Celulele fotoconductive își reduc rezistența în corelație cu intensitatea luminii care cade pe ele.

Celulele fotovoltaice generează o t.e.m. în funcție de intensitatea luminii care cade pe suprafața lor. Se pot folosi materiale semiconductoare, cum este seleniul. Ele produc o tensiune suficient de mare pentru a devia acul unui instrument de măsură și pot fi folosite ca fotometre. Celulele fotovoltaice se folosesc, de asemenea, pentru a alimenta repetoarele telefonice și pentru comunicațiile prin satelit. Ele formează baza generatoarelor solare, acolo unde lumina solară este folosită pentru a genera energie.

Fotodiodele și fototranzistoarele. La fotodiodă, joncțiunea pn este polarizată invers. Singurul curent care trece deci prin joncțiune este curentul de scurgere, care este neglijabil atunci când joncțiunea este folosită normal. În cazul fotodiodei, el devine curentul de lucru. S-a descoperit că nu numai temperatura influențează curentul de scurgere, dar și intensitatea luminii care cade pe joncțiune. De aceea, diodele și tranzistoarele sunt încapsulați în capsule opace. Fotodiodele, în schimb, sunt prevăzute cu o mică fereastră prin care lumina poate cădea pe joncțiune, măbind curentul de scurgere.

Fototranzistorul folosește același principiu ca și fotodioda. În acest caz se folosește joncțiunea b – c polarizată invers. Avantajul fototranzistorului este creșterea curentului de scurgere b – c, datorată luminii, care este amplificată de tranzistor, ceea ce poate furniza suficientă energie pentru a devia acul unui voltmetru, ca și în cazul unui simplu fotometru. Figura 25.1 prezintă un circuit simplu cu fototranzistor. Fototranzistoare multiple se pot folosi pentru a acționa un motor.

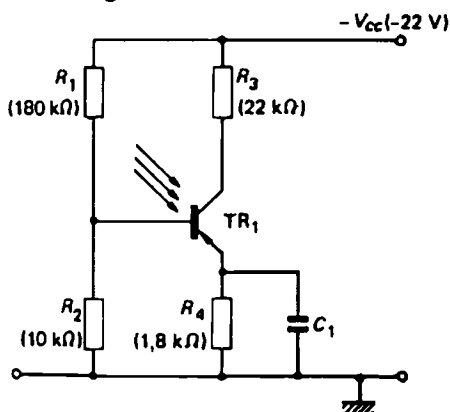


Figura 25.1 Circuit folosind un fototranzistor

Dioda cu emisie de lumină (LED – Light Emitting Diode)

Într-o diodă cu joncțiune n polarizată direct, electronii care se deplasează de la regiunea n sunt injectați în regiunea p. Unii dintre acești electroni se combină cu golurile din regiunea p. Aceste combinații conduc la eliberarea de energie sub forma luminii vizibile. Pentru o eliberare mare și eficientă de energie se folosesc materiale cum ar fi galiul sau arseniul în loc de siliciu și germaniu, ca materiale semiconductoare. Aceste dispozitive semiconduc-

toare sunt cunoscute sub numele de diode electroluminiscente sau LED – Light Emitting Diode (figura 25.2). Lungimea de undă a luminii emise (prin urmare culoarea ei) depinde de materialul folosit. Cele mai folosite culori sunt roșu și verde.



Figura 25.2

Optocuploare sau izolatoare

O utilizare importantă a diodelor cu emisie de lumină și a dispozitivelor fotosensibile, cum sunt fotodiodele sau fototranzistoarele, este cuplarea optică. În forma lui cea mai simplă, un optocuplor sau un izolator constă dintr-un LED care emite lumină în infraroșu, captată apoi de un dispozitiv fotosensibil. Atât LED-ul cât și dispozitivul fotosensibil sunt cuprinse în aceeași capsulă (figura 25.3). Optocuplarea este superioară cuplării prin transformator în circuitele în comutație și în alimentatoarele în comutație (chopper-e). Ea are o bună rezistență la zgomote, bâzâituri, accidente, lovituri. Transferul semnalului este unidirecțional, ceea ce face ca modificări ale condițiilor de sarcină să nu afecteze intrarea. Optocuploarele sunt totodată mai rapide decât transformatoarele de izolație sau decât releele.

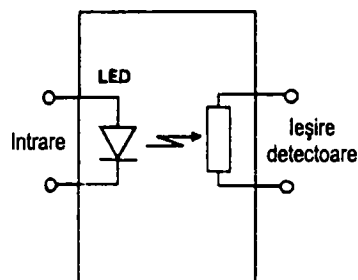


Figura 25.3

Tranzistorul cu efect de câmp, TEC sau FET (*Field Effect Transistor*), este un dispozitiv semiconductor care a devenit foarte popular în echipamentele electronice moderne. El constă în principal dintr-un canal semiconductor, prin care trece curentul, a cărui rezistență este determinată de un câmp electric, care controlează astfel curentul prin canal.

Tranzistorul cu efect de câmp este numit tranzistor **unipolar**, deoarece curentul electric este realizat numai cu ajutorul purtătorilor majoritari. Curentul trece printr-un semiconductor de un singur tip, fie acesta n sau p. Pe de altă parte, în tranzistorul obișnuit cu joncțiune semiconductoare, funcționarea se bazează atât pe purtătorii majoritari cât și pe cei minoritari. Aceasta deoarece curentul circulă în acest caz printr-o joncțiune b – e polarizată direct (purtători majoritari) și printr-o joncțiune b – c polarizată invers (purtători minoritari). De aceea, acestea se numesc tranzistoare **bipolare**.

Tranzistorul cu efect de câmp are trei electrozi, numiți sursă (S), poartă (P sau G – *Gate*) și drenă (D). Ei corespund emitorului, bazei și, respectiv, colectorului de la tranzistorul bipolar.

Tranzistoarele cu efect de câmp nu necesită preîncălzire și sunt mici ca dimensiuni. Ei au o impedanță foarte mare de intrare. Sunt mai puțin sensibili la temperatură decât tranzistoarele bipolare și, de aceea, mai puțin predispuși la ambalare termică. Circuitele care folosesc FET-uri sunt simplu de proiectat, folosind mai puține componente decât circuitele echivalente cu tranzistoare bipolare.

Tranzistoarele cu efect de câmp sunt simplu de fabricat și mai ușor de folosit în circuitele integrate decât rivalele lor, tranzistoarele bipolare.

Există două tipuri principale: tranzistoarele cu joncțiune cu efect de câmp și tranzistoarele MOS cu efect de câmp.

FET-ul cu joncțiune (JFET)

Să considerăm un semiconductor de tip n cu un potențial de c.c. notat V_{DD} conectat la capetele sale, așa cum se vede în figura 26.1(a). Prin canal trece de la drenă la sursă un curent numit curent de drenă I_D . Dacă acum se difuzează în canalul de tip n o zonă de tip p numită poartă, așa cum se vede în figura 26.1(b) se formează o joncțiune pn. În jurul joncțiunii se formează o zonă de sarcină spațială exact ca în cazul joncțiunii obișnuite. Așa cum se poate vedea, zona de sarcină spațială limitează trecerea curentului prin canal, prin reducerea dimensiunilor efective ale canalului. Cu alte cuvinte, este mărită rezistența canalului. Zona de sarcină spațială se poate extinde, limitând și mai mult curentul, prin aplicarea unei polarizări inverse V_{GS} joncțiunii, așa cum se arată în figura 26.1(c). Prin schimbarea tensiunii de polarizare a porții se poate varia curentul de drenă I_D . Figura 26.2 prezintă o secțiune transversală printr-o structură de tranzistor cu efect de câmp.

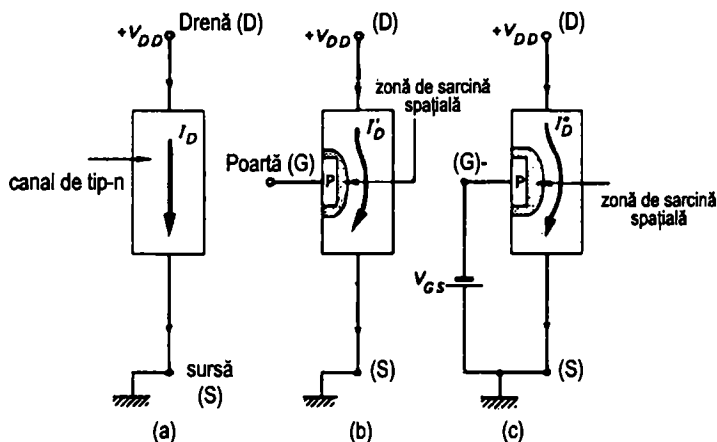


Figura 26.1 Funcționarea unui tranzistor cu efect de câmp

FET-urile cu poartă de tip p se pot folosi, de asemenea, cu sursă de alimentare de c.c. negativă $-V_{DD}$. Simbolurile pentru ambele tipuri de FET-uri cu joncțiune sunt prezentate în figura 26.3.

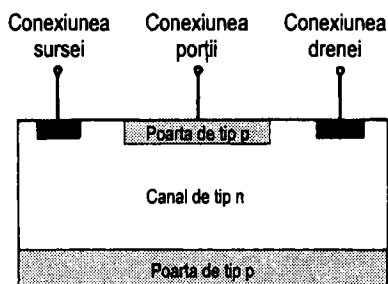


Figura 26.2 Secțiune transversală prin structura unui FET cu joncțiune

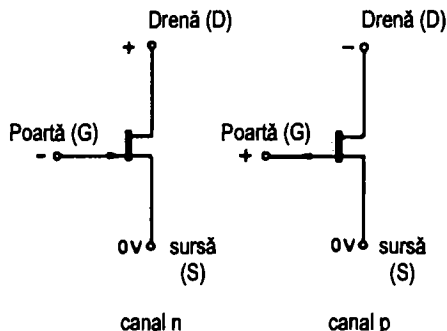


Figura 26.3 Simbolurile pentru FET-urile cu joncțiune

Caracteristicile de ieșire

Caracteristicile de ieșire pentru un tranzistor FET cu joncțiune folosit în configurație cu sursă comună sunt prezentate în figura 26.4. Ele sunt similare cu caracteristicile de ieșire ale unui tranzistor bipolar. Se observă cum curentul de ieșire I_D se modifică împreună cu tensiunea de ieșire (tensiunea între drenă și sursă) V_{DS} , pentru valori specifice ale polarizării porții V_{GS} .

Modificarea polarizării poartă-sursă este mare (de ordinul câtorva volți), spre deosebire de tranzistorul bipolar unde tensiunea bază-emitor este practic constantă.

Se poate observa că, pe măsură ce polarizarea porții crește, curentul de drenă scade, până când zona de sarcină spațială datorată joncțiunii poartă-canal obturează întregul canal, împiedicând trecerea curentului. Se spune în această situație că FET-ul este blocat.

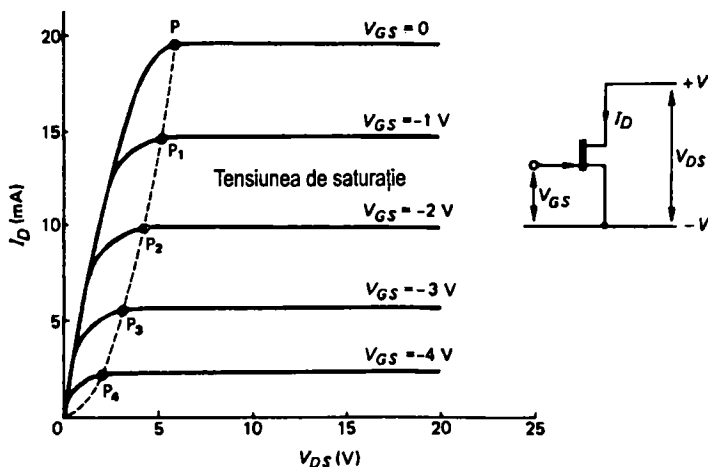


Figura 26.4 Caracteristicile de ieșire ale unui FET cu joncțiune

Tensiunea de saturație

Fie o curbă de ieșire cu $V_{GS} = 0$ (figura 26.4). Pe măsură ce tensiunea de drenă V_{DS} crește pornind de la zero, curentul de drenă crește gradat până în punctul P, după care rămâne constant. Tensiunea în punctul P se numește tensiune de saturație. În acest punct stratul de sarcină spațială (sărăcit de purtători) datorat polarizării inverse a joncțiunii poartă-canal se extinde peste întregul canal. Curentul de drenă I_D nu încetează să circule, totuși, deoarece stratul de sarcină spațială este creat tocmai datorită curentului de drenă însuși. Pentru polarizări de poartă de -1 V, -2 V și așa mai departe, se pot vedea puncte de saturație similare: P_1 , P_2 etc. Unind aceste puncte se formează o regiune de saturație în care funcționează FET-ul.

Amplificatorul cu JFET cu sursă comună

Un amplificator tipic de AF care folosește un tranzistor cu efect de câmp este prezentat în figura 26.5. R_1 este o rezistență de scurgere care permite trecerea curentului de scurgere către masă; Rezistorul R_3 realizează polarizarea inversă necesară pentru a da sursei o tensiune pozitivă peste cea a porții. R_3 oferă, de asemenea, și o stabilitate în c.c. a amplificatorului. R_2 este rezistența de sarcină, care poate fi foarte mare, de $1,5$ M Ω . C_2 este condensatorul de decuplare al sursei, eliminând reacția negativă cauzată de R_3 . Se va observa că se folosește un condensator

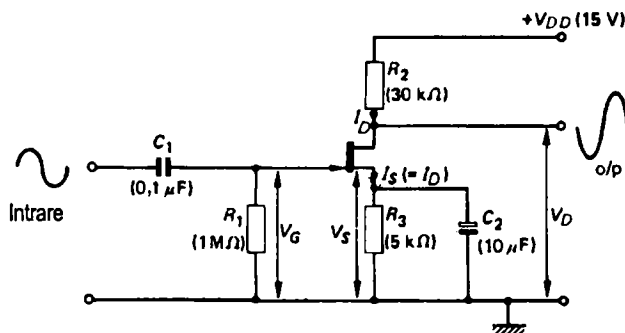


Figura 26.5 Amplificator AF folosind un FET cu joncțiune cu canal n

de cuplaj de valoare redusă, $0,1 \mu\text{F}$. Acesta oferă un cuplaj adecvat datorită impedenței foarte mari de intrare a FET-ului.

Când la intrare este aplicat un semnal, curentul de drenă al FET-ului va varia în consecință, producând o tensiune de ieșire de drenă. Pentru jumătatea pozitivă a ciclului, poarta se deplasează în direcția pozitivă, reducând astfel polarizarea inversă poartă-sursă și ducând la creșterea curentului I_D prin FET. Cum I_D crește, tensiunea de drenă de ieșire descrește și se realizează o jumătate negativă de ciclu. Pe de altă parte, jumătatea negativă a ciclului de intrare produce o jumătate de ciclu pozitivă la ieșire. Prin urmare, ieșirea este în antifază cu intrarea.

Calcul

Un avantaj al tranzistorului cu efect de câmp este curentul foarte mic de scurgere care este de ordinul câtorva picoamperi (10^{-12} A). Prin urmare, poarta este la potențial zero. Curentul prin tranzistor circulă de la drenă la sursă și se numește de obicei curent de drenă I_D (sau curent de sursă I_S).

Fie circuitul din figura 26.5. Fiind dat curentul de drenă $I_D = 0,2 \text{ mA}$, atunci tensiunea de sursă este $V_S = 0,2 \text{ mA} \times 5 \text{ k}\Omega = 1 \text{ V}$, deci are loc o polarizare inversă a porții de 1 V .

Tensiunea pe R_2 este $0,2 \text{ mA} \times 30 \text{ k}\Omega = 6 \text{ V}$.

Prin urmare, tensiunea de drenă este $V_D = 15 \text{ V} - 6 \text{ V} = 9 \text{ V}$.

Dreapta de sarcină

Dreapta de sarcină poate fi construită în același fel ca și pentru tranzistorul bipolar. Figura 26.6 arată dreapta de sarcină pentru amplificatorul din figura 26.5.

Când $I_D = 0$, $V_{DS} = V_{DD} = 15 \text{ V}$, obținem punctul X pe dreapta de sarcină.

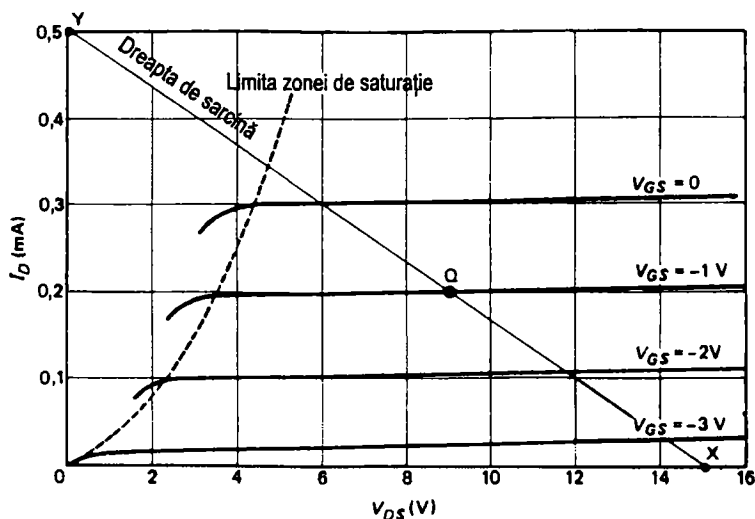


Figura 26.6 Dreapta de sarcină pentru amplificatorul din figura 26.5

Când $V_{DS} = 0$, toată alimentarea în c.c. V_{DD} cade pe R_2 .

Prin urmare, $I_D = V_{DD}/R_2 = 15 \text{ V} / 30 \text{ k}\Omega = 0,5 \text{ mA}$, dându-ne punctul Y.

Punctul static de funcționare Q se alege astfel încât tranzistorul să funcționeze în regiunea de saturație.

Prin urmare, punctul static de funcționare Q este la $I_D = 0,2 \text{ mA}$ și $V_{GS} = -1 \text{ V}$ cu $V_{DS} = 9 \text{ V}$.

MOSFET-ul

Acest tip de tranzistor cu efect de câmp are o poartă metalică izolată electric de semiconductor printr-un film subțire de oxid. De aici și denumirea sa de MOS (*Metal-Oxid-Siliciu*).

Tranzistorul cu canal de tip n este realizat cu o poartă izolată cu oxid care atrage electronii dintr-un substrat de tip p (figura 26.7). Grosimea canalului de tip n poate fi variată prin aplicarea unei tensiuni pe poartă. O tensiune pozitivă pe poartă mărește canalul de tip n, crescând curentul, în timp ce o tensiune negativă îngustează canalul și reduce curentul. Pentru un canal de tip p situația se prezintă invers.

Există două tipuri de MOSFET: **cu îmbogățire** (normal închis) și **cu sărăcire** (normal deschis). Tipul de MOSFET **cu îmbogățire** este în blocare (normal închis) atunci când poarta este polarizată cu $V_{GS} = 0$. Curentul trece numai când se aplică o tensiune de polarizare pe poartă. Caracteristicile de ieșire pentru un tranzistor cu canal de tip n îmbogățit sunt prezentate în figura 26.8 împreună cu simbolul său.

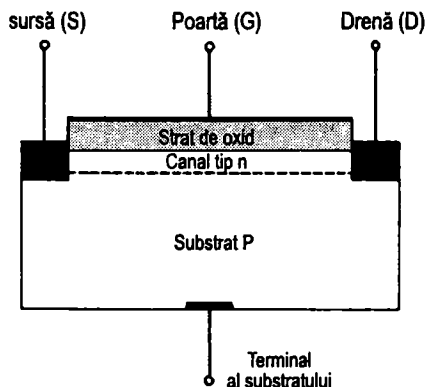


Figura 26.7 Secțiune transversală printr-un MOSFET

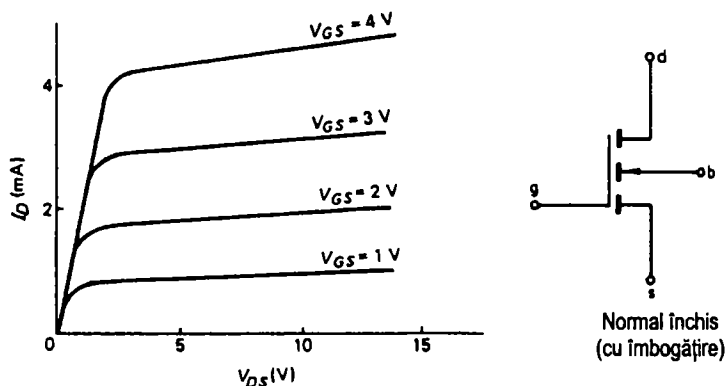


Figura 26.8 Caracteristicile de ieșire pentru un tranzistor normal închis (cu îmbogățire) cu canal n (Este indicat, de asemenea, și simbolul)

Tipul **cu sărăcire** (normal deschis) conduce fără o polarizare a porții. Tensiunea pe poartă poate fi pozitivă sau negativă. Pentru un canal de tip n, curentul de drenă crește dacă

tensiunea pe poartă devine pozitivă și descrește dacă tensiunea pe poartă devine negativă (figura 26.9).

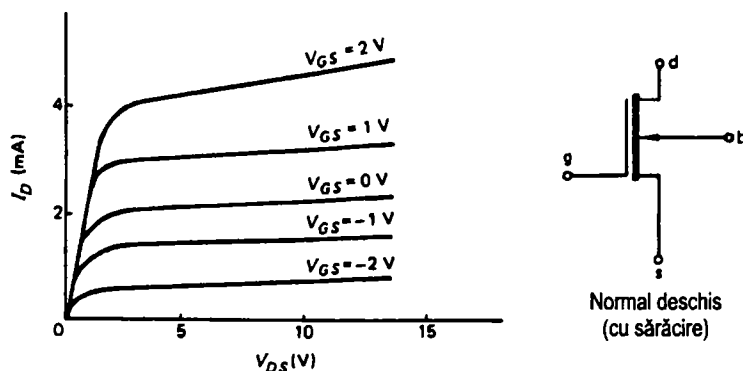


Figura 26.9 Caracteristicile de ieșire pentru un tranzistor normal deschis (cu sărăcire) cu canal n
(Este indicat, de asemenea, și simbolul)

Simbolurile pentru MOSFET-urile cu canal p sunt arătate în figura 26.10. De remarcat că linia punctată indică starea de normal-închis (adică cu îmbogățire). O linie continuă indică starea de normal deschis (tipul cu sărăcire). Contactul b este terminalul legat la substrat, care este în mod normal pus la potențialul sursei. Figura 26.11 prezintă un amplificator tipic care folosește un MOSFET cu canal p cu sărăcire în configurație cu sursă comună. Se folosește o sursă de alimentare de c.c. negativă. Polarizarea pozitivă între poartă și sursă V_{GS} se produce în modul obișnuit, cu rezistența R_3 .

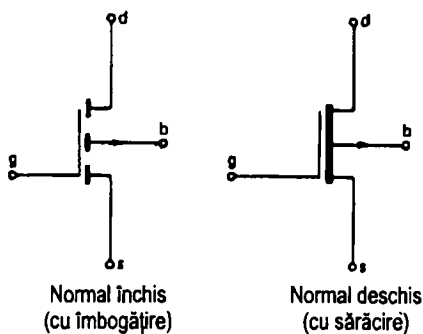


Figura 26.10 Simbolurile pentru MOSFET-urile cu canal p

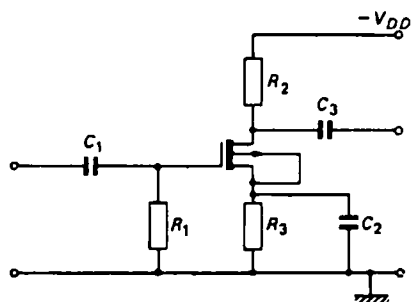


Figura 26.11 Amplificator cu FET cu canal p cu sărăcire

Dioda zener

Dioda zener este o diodă cu joncțiune care are bine specificată tensiunea inversă de străpungere. Spre deosebire de diodele obișnuite, dioda zener funcționează la tensiunea de străpungere. Figura 27.1 arată caracteristicile unei diode zener. Când este polarizată direct, ea se comportă la fel ca o diodă obișnuită. Când este polarizată invers, prin ea nu circulă nici un curent până când se atinge tensiunea de străpungere, V_Z , cunoscută și sub numele de tensiune zener, când curentul începe brusc să circule. La străpungere, tensiunea rămâne constantă pe diodă pentru o plajă foarte largă al curentului prin diodă. Zenerul este echivalentul cu semiconductori a diodei tub cu descărcare în gaz. Diodele zener sunt folosite pentru stabilizare și ca referințe de tensiune (vedeți capitolul 29).

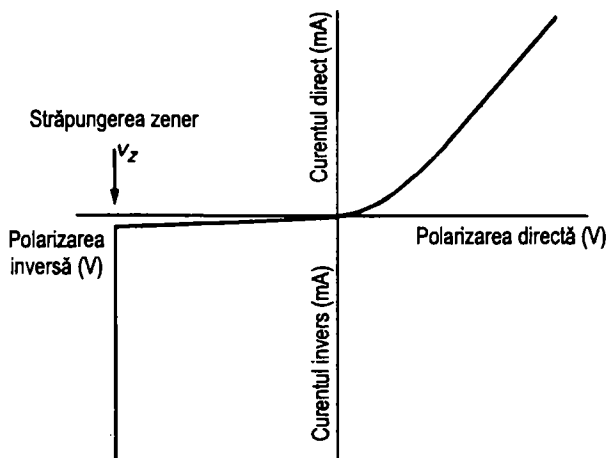


Figura 27.1 Caracteristica directă și inversă a unei diode zener

Dioda de comutație

Dioda de comutație constă din patru straturi de materiale semiconductoare, așa cum se vede în figura 27.2. Când dioda este polarizată direct, prin ea trece un curent foarte mic până când apare străpungerea (figura 27.3). Înainte de apariția străpunerii, dioda poate fi considerată un comutator în poziția închis. După străpungere, ea poate fi considerată un comutator deschis.

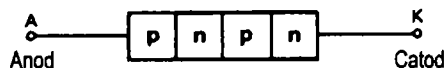


Figura 27.2 Dioda de comutație

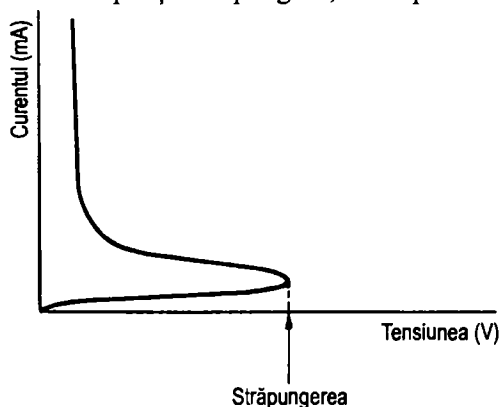


Figura 27.3 Caracteristicile unei diode de comutație

Tiristorul

Tiristorul sau redresorul controlat, este un alt dispozitiv cu patru straturi cu joncțiuni pnpn, realizat de obicei din siliciu. I se mai spune de aceea și redresorul controlat cu siliciu (SCR – *Silicon Controlled Rectifier*). Spre deosebire de dioda de comutație, tiristorul are un al treilea terminal numit poartă (figura 27.4). Tensiunea de străpungere poate fi acum

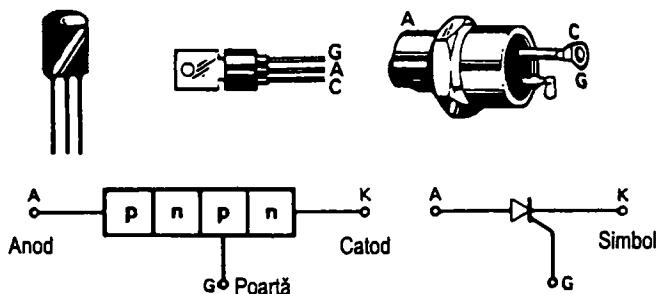


Figura 27.4 Tiristorul, structura și simbolul lui

controlată de potențialul porții. Figura 27.5 prezintă caracteristicile unui tiristor pentru două valori diferite ale curentului de poartă. La curent de poartă zero (adică la potențialul porții egal cu zero volți), tiristorul are o tensiune de străpungere V_1 . Dacă pe poartă se aplică un potențial pozitiv față de catod pentru a genera un curent de poartă I_{g1} , tiristorul se străpunge la o tensiune mai mică V_2 . O dată ce tiristorul începe să conducă, potențialul porții nu mai are nici un efect asupra curentului prin el. Tiristorul nu mai poate fi blocat decât făcând ca potențialul anodului să scadă sub cel al catodului.

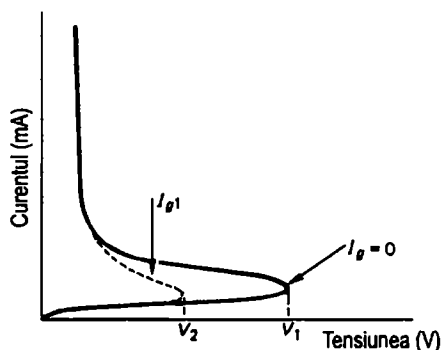


Figura 27.5 Caracteristicile unui tiristor

Tiristorul este foarte mult utilizat deoarece comută foarte rapid și un curent foarte mic de poartă (deci o putere foarte mică) este suficient pentru a amorsa tiristorul, chiar dacă prin el vor trece curenți de câțiva amperi.

El este foarte folosit pentru redresarea de putere. El se deschide numai pe alternanța pozitivă (sau negativă) a ciclului, producând astfel curent pulsatoriu de c.c. Controlul puterii se poate face comutând tiristorul pentru o perioadă mai lungă sau mai scurtă de timp (vedeți capitolul 29).

Figura 27.6 arată un tiristor amorsat de un tren de impulsuri. Tiristorul se deschide pe frontul pozitiv al impulsului și rămâne deschis până când intrarea cade în zero, producând o ieșire care este o parte din jumătatea pozitivă de ciclu de intrare, așa cum se vede în figură.

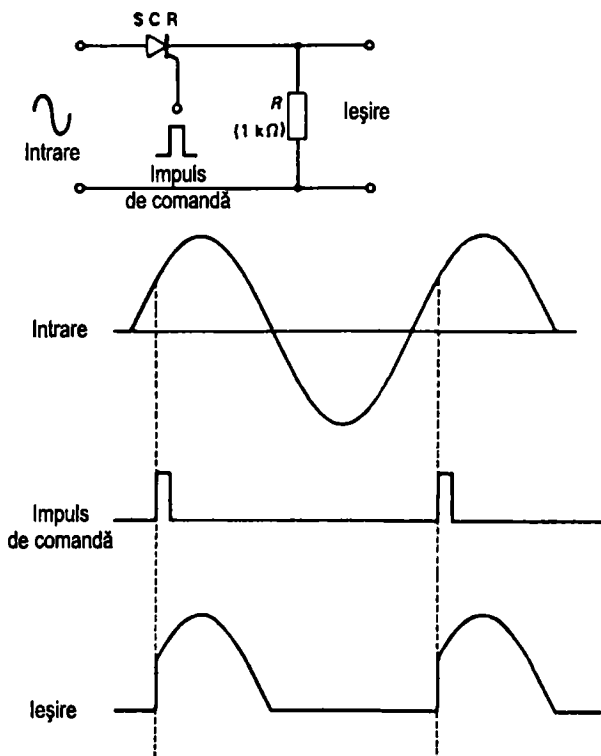


Figura 27.6 Tiristor declanșat cu impulsuri

Figura 27.7 prezintă un tiristor comandat în c.a. folosind o rezistență variabilă, VR_1 , pentru controlul lui. Tiristorul este comandat de însuși semnalul de intrare. Când VR_1 se află la valoarea minimă, declanșarea apare mai devreme, așa cum se vede în figura 27.7(a). Când VR_1 crește, declanșarea este întârziată, deoarece fracțiunea din semnalul de intrare care ajunge pe poartă este mai mică. La valoarea maximă a lui VR_1 , tiristorul este declanșat chiar înaintea vârfului pozitiv, așa cum se vede în figura 27.7(b). De remarcat că circuitul analizat poate declanșa tiristorul numai în primul sfert al ciclului, adică înaintea ajungerii primului vârf pe poartă. Dacă nu se întâmplă aceasta, declanșarea nu se mai produce deloc și tensiunea de ieșire va fi zero.

Pentru a realiza declanșarea în timpul celui de-al doilea sfert de ciclu, adică după trecerea vârfului pozitiv, se folosește o rețea de defazare, ca în figura 27.8. Condensatorul C și rezistența variabilă VR_1 acționează ca o rețea de defazare. Forma de undă care ajunge pe poartă suferă o întârziere (sau o deplasare de fază), ca în figura 27.8(b). Așa cum s-a stabilit înainte, tiristorul poate fi declanșat numai înainte ca vârful pozitiv să ajungă pe poartă. Dar, datorită rețelei de întârziere, atunci când vârful pozitiv ajunge la poartă, vârful pozitiv de la intrare a trecut deja. Prin urmare, tiristorul poate fi declanșat acum pe perioada sfertului al doilea al ciclului, așa cum se vede în figura 27.8(c).

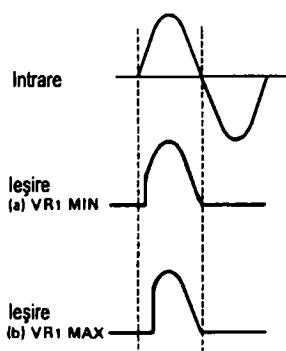
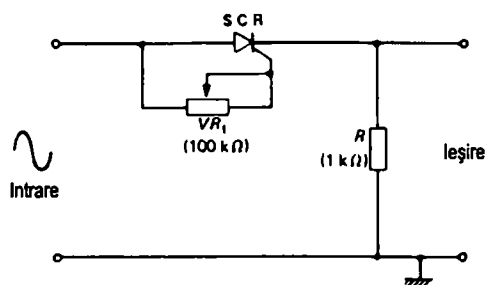


Figura 27.7 Redresor cu tiristor

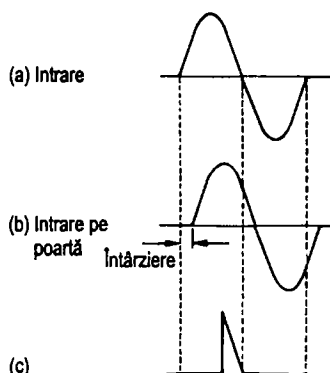
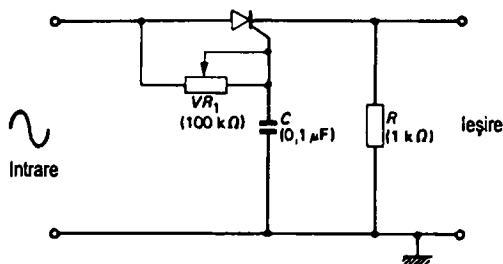


Figura 27.8 Redresor cu tiristor folosind o rețea de întârziere $VR_1 - C$

Dioda varicap (varactor)

S-a observat că o joncțiune pn polarizată invers are o capacitate echivalentă mică și care crește o dată cu tensiunea inversă pe diodă. Acest lucru este folosit la fabricarea circuitelor integrate, pentru a include condensatoare pe placheta de siliciu.

Diodele polarizate invers și folosite cu rol de capacități variabile se numesc diode varicap (figura 27.9). Varicapul este folosit, printre altele, la controlul automat al frecvenței (CAF) și pentru instrumente programabile. În domeniul acordului electronic se folosesc, de asemenea, diode varicap cu rol de condensator de acord.

Față de condensatoarele variabile obișnuite, varicapul este mai mic, mai sensibil și are o foarte bună stabilitate și fiabilitate.



Figura 27.9 Diodă varicap

Tranzistorul unijoncțiune

Un dispozitiv care are o rezistență negativă (curentul descrește o dată cu creșterea tensiunii) este tranzistorul unijoncțiune. Figura 27.10 arată simbolul și caracteristica unui tranzistor unijoncțiune de tip p. Imediat ce tensiunea pe emitor ajunge suficient de mare pentru a polariza joncțiunea dintre emitor și baza b_1 , curentul începe să circule de la emitor

cu tensiunea pe joncțiune scăzând către o valoare mică (0,6 V). Tranzistoarele unijoncțiune sunt adesea folosite ca oscilatoare (vedeți pag. 210) și ca triggere.

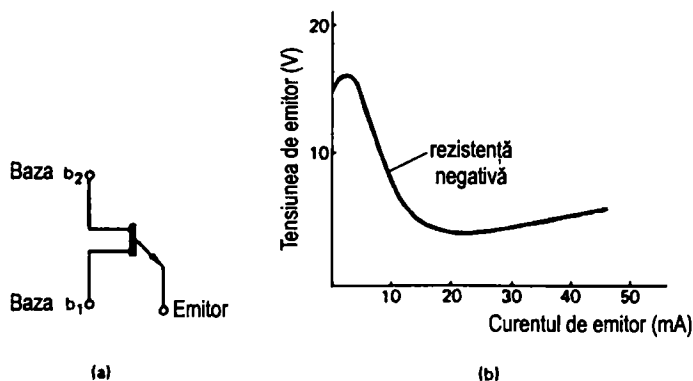


Figura 27.10 Tranzistorul unijoncțiune: (a) Simbolul pentru tip p (b) Caracteristicile de răspuns

Diacul

Diacul este un alt dispozitiv de comutație, cu două terminale, T_1 și T_2 , așa cum se vede în figura 27.11. Prin creșterea tensiunii între T_1 și T_2 , indiferent de polaritate, apare străpungerea. Diacul poate conduce în ambele direcții și de aceea mai este numit și diodă bidirecțională. Când apare străpungerea, tensiunea pe diac scade la câțiva volți. Tensiunea de străpungere este în domeniul 30 – 50 V. Diacul este folosit ca trigger (sau element de declanșare), de exemplu la redresoarele controlate.

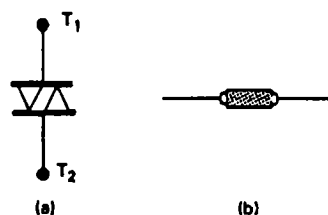


Figura 27.11 Diacul: (a) Simbol (b) Model

Triacul

Triacul (figura 27.12) este o altă diodă bidirecțională având un terminal poartă de control. Străpungerea apare când tensiunea între cele două terminale, T_1 și T_2 , ajunge la un nivel specificat, indiferent de polaritate.

Triacul poate fi adus în stare de conducție printr-un semnal pe poartă care poate fi pozitiv sau negativ față de T_1 sau T_2 . Triacele sunt folosite ca dispozitive pentru declanșare (trigger), de exemplu în redresoarele controlate.

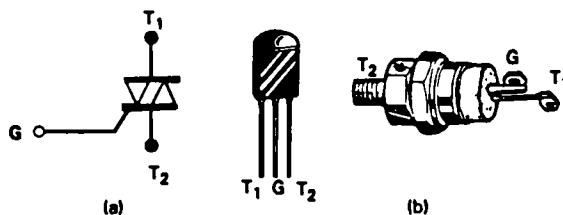


Figura 27.12 Triacul: (a) simbol (b) model

Circuite integrate

Avansul tehnologic a condus la îmbunătățirea fiabilității dispozitivelor electronice, ca și la reducerea costurilor și dimensiunilor. Circuitele microelectronice sunt ansambluri miniaturale de componente electronice, atât pasive cât și active.

Există două tipuri de microcircuite: circuitele peliculare și circuitele monolitice integrate. Există două tipuri de circuite integrate peliculare, realizate pe straturi groase și straturi subțiri. Ambele se realizează prin depunerea de straturi speciale de materiale rezistive pe o suprafață izolatoare. Folosite mai ales pentru rezistențe, ele se folosesc, de asemenea, și pentru valori mici de condensatoare și inductori.

Circuitele integrate monolitice, numite de obicei circuite integrate (CI sau în engl. IC – *Integrated Circuit*) folosesc un disc, plachetă sau un *cip* de siliciu de bază, de tip p. Cipul de siliciu este de obicei o folie foarte fină (0,2 mm grosime) cu o suprafață (aproximativ 26 mm²) echivalentă unei secțiuni transversale printr-un băț de chibrit. Placheta este folosită ca substrat pe care se fabrică diferite componente printr-un proces numit difuzie. Circuitele integrate pot conține mai multe componente active, tranzistoare, diode etc., ca și rezistențe și condensatoare. Integrarea pe scară largă (LSI – *Large Scale Integration*) poate conduce la realizarea unor sisteme complete, cum ar fi decodoarele și microprocesoarele.

Deși circuitele integrate sunt dispozitive solide din punct de vedere fizic, din punct de vedere electric ele sunt delicate și trebuie manevrate cu grijă. Pentru înlocuirea unui circuit integrat trebuie luate următoarele precauții:

1. Circuitele integrate trebuie apucate de capsulă, evitând atingerea pinilor, altfel se poate acumula pe ei grăsime și murdărie, reducând contactul electric.
2. La lipirea unui circuit integrat, trebuie avută o grijă extremă ca el să nu se încălzească prea tare. Supraîncălzirea distruge cu siguranță cele mai multe circuite integrate.
3. Trebuie folosite tensiunile c.c. specificate. Cele mai multe CI-uri necesită surse de alimentare bine stabilizate. Acest lucru este important mai ales în cazul aplicațiilor digitale.
4. Disipația de putere a celor mai multe circuite integrate, cu excepția amplificatoarelor de putere, este foarte mică. Trebuie deci evitată supraîncărcarea, deoarece acest lucru poate conduce la depășirea puterii disipate declarate (maxime), provocând supraîncălzire și distrugerea circuitului.
5. Când se fac măsurări pe circuitele integrate, trebuie avută grijă să nu se facă scurtcircuit între pinii învecinați. Trebuie folosite sonde cu pini ascuțiți sau cu forme adecvate.
6. Atunci când nu sunt folosite, circuitele integrate (de tip MOS) trebuie să aibă pinii scurtcircuitați împreună. Aceasta este valabil atât pentru ambalare și depozitare, cât și pentru transport.

Un filtru permite trecerea unei benzi de frecvențe prin el fără atenuare (reducerea puterii) în timp ce taie toate celelalte frecvențe. Frecvența la care începe atenuarea se numește frecvență de tăiere, f_c (figura 28.1).

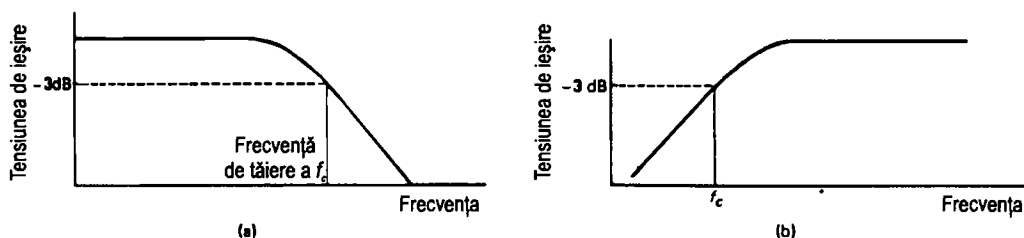


Figura 28.1 Răspunsul în frecvență al unui: (a) Filtru trece jos; (b) Filtru trece sus

Efectul asupra unei unde dreptunghiulare

Așa cum s-a mai explicat în capitolul 3, o undă dreptunghiulară este o formă de undă complexă, care constă din fundamentală și un număr infinit de armonici impare. Prin urmare o undă dreptunghiulară poate fi considerată ca având o componentă de frecvență joasă reprezentată de palierul plate și o componentă de frecvență înaltă reprezentată de fronturile crescător și descrescător.

Când trece printr-un filtru, unda dreptunghiulară suferă distorsiuni ale formei. În general, un filtru trece jos va distorsiona fronturile de frecvențe înalte, făcându-le mai puțin abrupte și rotunjindu-le la colțuri, așa cum se vede în figura 28.7(b). (Un filtru trece jos are același efect asupra unei unde dreptunghiulare ca și un amplificator care nu are bandă suficientă.) Invers, un filtru trece sus va distorsiona palierul plate ale unde, așa cum se vede în figura 28.5(b).

Filtre R-C

Cel mai simplu filtru este cel de tipul R-C. El folosește faptul că reactanța unui condensator variază invers proporțional cu frecvența, în timp ce o rezistență rămâne constantă la modificarea frecvenței.

Figura 28.2 arată un condensator în serie cu o rezistență. La frecvențe mici de intrare reactanța condensatorului este foarte mare în comparație cu rezistența R . Prin urmare, tensiunea v_c pe condensator este mare, în timp ce cea pe rezistență v_r este mică. La frecvențe mari de intrare este valabilă afirmația inversă, anume tensiunea v_c pe condensator este mică, în timp ce cea pe rezistență v_r este mare. Prin urmare, dacă se ia o ieșire de pe condensator (figura 28.3(b)), vor predomina frecvențele joase, în timp ce frecvențele mari

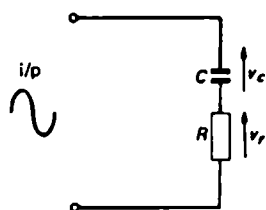


Figura 28.2

vor fi puternic atenuate. Cu alte cuvinte, avem un filtru trece jos. Invers, dacă luăm o ieșire de pe rezistență, vom obține un filtru trece sus (figura 28.3(a)). Valorile lui C și R determină frecvența de tăiere.

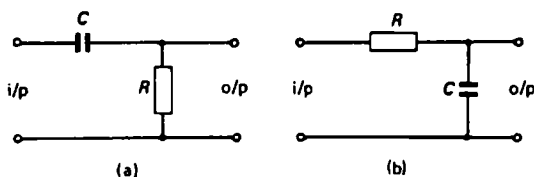


Figura 28.3 (a) Filtru trece sus R - C ; (b) Filtru trece jos R - C

Derivatorul

Circuitul de derivare este un circuit trece sus care atunci când este atacat de un semnal dreptunghiular produce impulsuri ascuțite (*spike-uri*) de înaltă frecvență. Figura 28.4 prezintă un derivator R - C . Condensatorul C permite trecerea componentelor de frecvență înaltă prin el (figura 28.5). Apoi condensatorul începe să se încarce până la 10 V.

În cazul în care constanta de timp (produsul dintre R și C) este mică în comparație cu durata palierului, condensatorul se va încărca mult mai repede decât se va

produce sosirea următorului front CD (figura 28.5(a)). Când condensatorul este complet încărcat, tensiunea pe rezistență, adică tensiunea de ieșire, este zero. Frontul căzător reprezintă o cădere de 10 V care fiind de frecvență mare, va trece prin condensator aducând tensiunea de ieșire la -10 V. Condensatorul începe apoi să se încarce la -10 V și datorită constantei mici de timp, el va fi complet încărcat, cu ieșirea ajungând la zero, mult înaintea sosirii următorului front de frecvență înaltă și așa mai departe. Efectul unei constante de timp mari în comparație cu durata palierelor este indicat în figura 28.5(b).

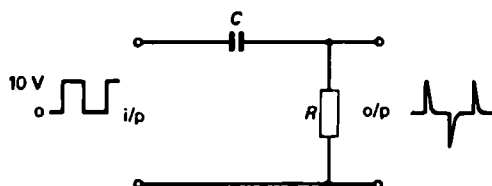


Figura 28.4 Derivator R - C

Integratorul

Integratorul este un filtru trece jos care produce o formă de undă triunghiulară atunci când este atacat cu un semnal dreptunghiular. Figura 28.6 arată un integrator R - C . La primul front crescător de la intrare

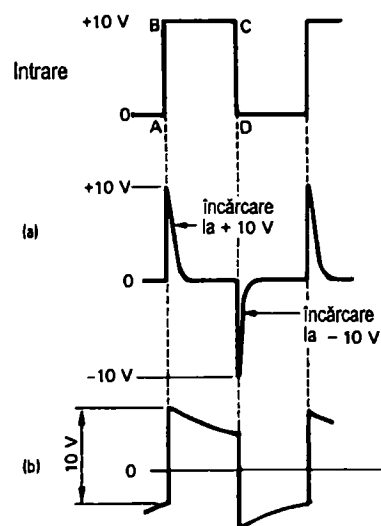


Figura 28.5 Ieșirea derivatorului din figura 28.4 (a) Constantă de timp mică; (b) Constantă de timp mare

(figura 28.7), condensatorul începe să se încarce la +10 V. În cazul în care constanta de timp a circuitului, CR , este mare în comparație cu perioada semnalului de intrare, frontul căzător CD sosește cu mult înaintea încărcării complete a condensatorului (figura 28.7(a)). Frontul căzător CD va încerca să încarce condensatorul în sens negativ. Din nou, datorită constantei mari de timp, frontul crescător EF va sosi înaintea încărcării complete a condensatorului și așa mai departe. Forma de undă de la ieșire va fi prin urmare triunghiulară, având o amplitudine mică în comparație cu intrarea.

Efectul unei constante de timp mici este prezentat în figura 28.7(b). De remarcat că atât pentru derivator cât și pentru integrator, constanta de timp trebuie comparată cu perioada semnalului de intrare. O constantă de timp de 100 μ s, de exemplu, este lungă dacă o comparăm cu un semnal, să zicem de 5 μ s (frecvența de intrare de 200 kHz), dar este scurtă dacă o raportăm la un semnal de intrare cu perioada de 5 ms (frecvența de intrare de 200 Hz).

Efectul asupra unei unde sinusoidale

O undă sinusoidală este o undă pură, fără armonici. La trecerea printr-un filtru, ea nu suferă nici o modificare a formei. Amplitudinea sa poate fi afectată, după cum frecvența sa cade în banda de trecere a filtrului sau în afara ei. În primul caz, unda este foarte puțin atenuată, în timp ce în al doilea caz, poate fi atenuată foarte mult.

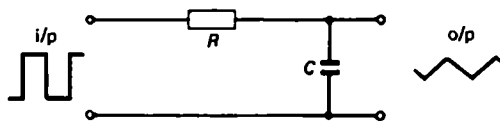


Figura 28.6 Integrator R-C

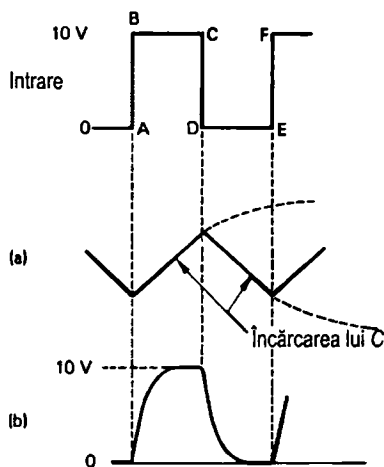


Figura 28.7 Ieșirea integratorului din figura 28.6
(a) constantă de timp mare; (b) constantă de timp mică

Efectul asupra unei unde în dinte de fierăstrău

Efectul unui integrator asupra unei unde în dinte de fierăstrău este rotunjirea fronturilor abrupte, așa cum se vede în figura 28.8. Cât de mult sunt afectate fronturile depinde de gradul de integrare, adică de constanta de timp a circuitului. O constantă de timp foarte mare (un grad mare de integrare) va produce efectul arătat în figura 28.8(b).

Efectul unui derivator asupra unei unde în dinte de fierăstrău este arătat în figura 28.9. Un grad mare de derivare, adică o constantă de timp foarte mică, va produce impulsuri ascuțite de tipul celor arătate în figura 28.9(b).

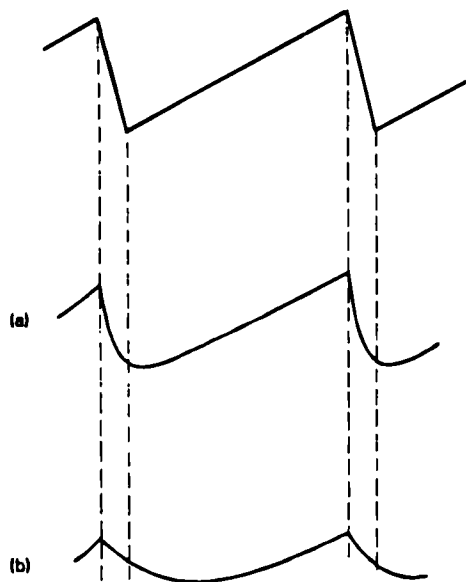


Figura 28.8 Efectul unui integrator asupra unei unde în dinte de fierăstrău

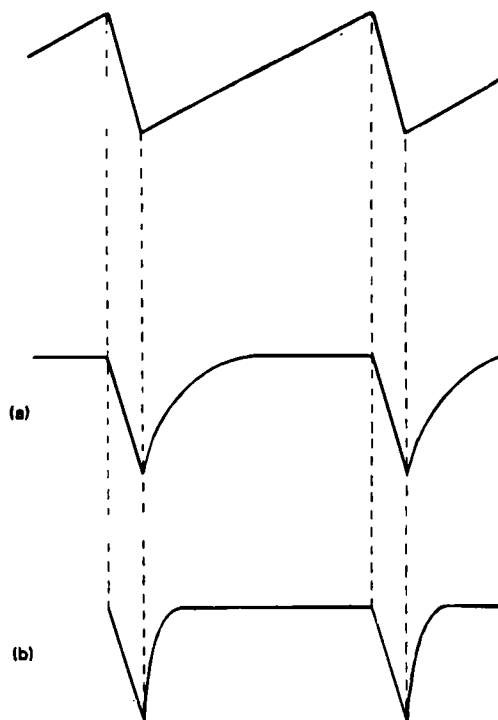


Figura 28.9 Efectul unui derivator asupra unei unde în dinte de fierăstrău

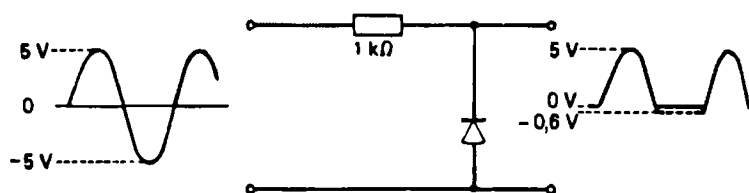


Figura 28.10

Limitatoare cu diode

Un **limitator** aplatizează sau decupează zonele de sus sau de jos (sau ambele) dintr-un semnal. Circuitul din figura 28.10 decupează alternanța negativă. Căderea de tensiune directă pe diodă va produce o excursie de tensiune negativă de 0,6 V reprezentată punctat. De obicei, căderile de tensiune pe diode sunt neglijabile iar diodele sunt considerate ideale.

Pentru a produce limitarea la alte nivele se poate adăuga o t.e.m. în serie cu dioda pentru a polariza dioda direct (figura 28.11(a)) sau pentru a o polariza invers (figura 28.11(b)). În circuitul din figura 28.11(b) dioda conduce numai atunci când catodul este sub -2 V, considernd dioda ideală. Tensiunile de catod peste -2 V vor menține dioda polarizată invers, deci circuitul este deschis, prin urmare acea parte a formei de undă rămâne neschimbată.

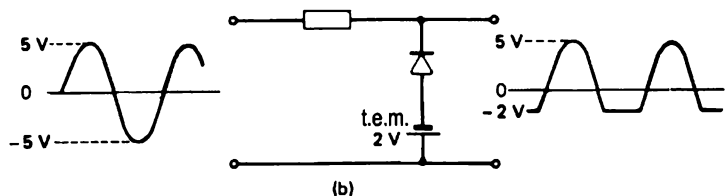


Figura 28.11 (a) Limitator la +2 V; (b) Limitator la -2 V

O metodă simplă de a realiza un limitator cu diodă cu o sursă externă (t.e.m.) este următoarea:

1. Se desenează o linie reprezentând nivelul t.e.m. prin forma de undă.
2. Dacă t.e.m. este conectată astfel încât dioda să fie polarizată direct, atunci partea forme de undă care va depăși tensiunea de polarizare directă va fi decupată și vice-versa.

Circuitele din figura 28.12 produc o limitare în ambele cicluri, pozitiv și negativ. În figura 28.12(a), D_1 limitează semiciclul pozitiv, iar D_2 limitează semiciclul negativ. Pentru diode ideale ieșirea ar sta permanent în zero. Totuși, datorită căderii de tensiune directe pe diode (0,6 V pentru diodele cu siliciu), limitarea se face la +0,6 V și -0,6 V.

Figura 28.12(b) arată un circuit care este de fapt o dublare a celui arătat în figura 28.11(b). Dioda D_1 limitează alternanța pozitivă la +2 V, în timp ce D_2 limitează alternanța negativă la -4 V.

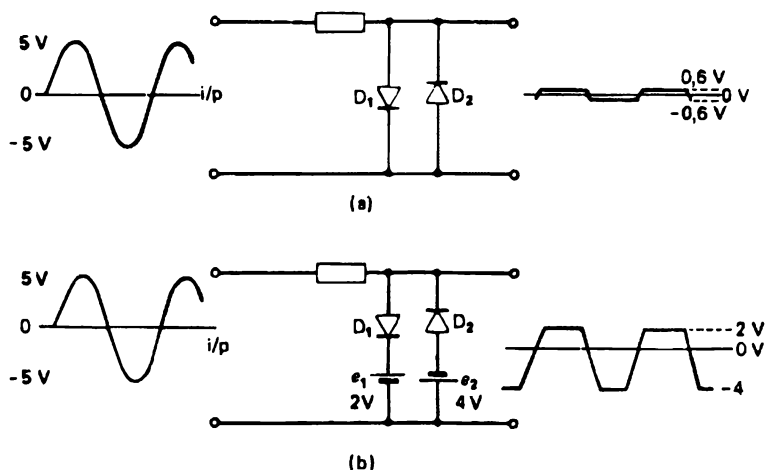


Figura 28.12 Limitare pozitivă și negativă

Limitator cu diodă zener

Diodele zener pot fi și ele folosite pentru a limita formele de undă, așa cum se vede în figura 28.13. Z_2 din figura 28.13(b) conduce pe întreg semiciclu pozitiv. Totuși, Z_1 rămâne închisă până când tensiunea de intrare depășește tensiunea ei de străpungere (în acest caz 6 V), limitând semnalul după cum se vede în figură. În timpul semicicluului negativ, Z_1 conduce și Z_2 limitează semnalul la -9 V.

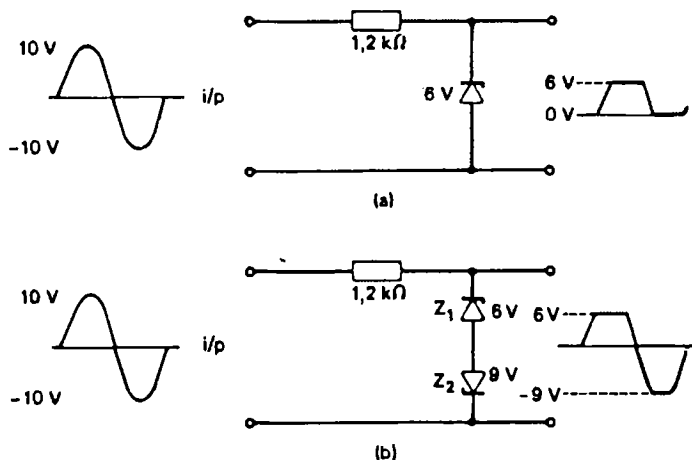


Figura 28.13 Limitator cu diodă zener

Limitatorul cu tranzistor

Așa cum s-a explicat în capitolul 9, limitarea se poate obține prin supraîncărcarea unui amplificator. Circuitul din figura 28.14 produce un semnal de ieșire care este practic o undă dreptunghiulară. Tranzistorul nu are o tensiune de polarizare, prin urmare în absența semnalului este blocat. În timpul semicicluului pozitiv tranzistorul se deschide (baza depărtându-se de emitor) și în cazul în care semnalul de intrare este suficient de mare, se saturează, ducând ieșirea în zero. În timpul semicicluului negativ al intrării, tranzistorul rămâne închis și ieșirea este la V_{cc} . Ieșirea este un semnal dreptunghiular și de aceea circuitul se mai numește și formator dreptunghiular.

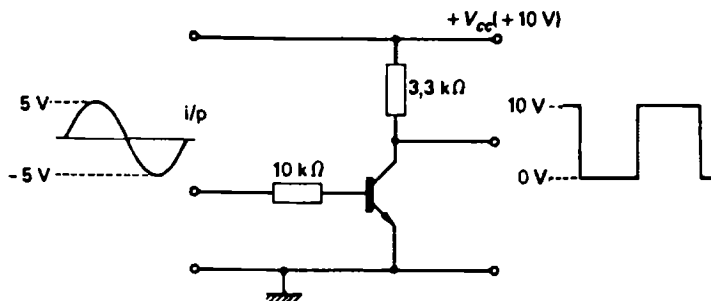


Figura 28.14 Limitator cu tranzistor

Triggerul^{n.l.10} Schmitt

Un circuit foarte folosit pentru a forma unde dreptunghiulare, pentru limitare și pentru generarea impulsurilor, este triggerul Schmitt prezentat în figura 28.15. Fără semnal la intrare, baza lui TR_1 este la potențial zero și tranzistorul este blocat. TR_2 este saturat, deoarece baza este la un potențial ridicat stabilit de lanțul de divizare $R_2 - R_4 - R_5$. Ieșirea (colectorul lui TR_2) este practic la potențial zero. Curentul lui TR_2 trecând prin rezistența de emitor comună R_3 creează pe emitorul lui TR_1 un potențial pozitiv care polarizează invers joncțiunea bază-emitor a lui TR_1 .

Când intrarea crește în sens pozitiv, TR_1 începe să conducă atunci când baza depășește tensiunea de emitor de +0,6 V. Când se întâmplă acest lucru, TR_1 conduce, potențialul colectorului scade și, o dată cu el, și potențialul în baza lui TR_2 . Aceasta provoacă o scădere a curentului prin TR_2 și deci o scădere a potențialului în emitor (TR_1 și TR_2), ceea ce deschide și mai mult pe TR_1 și procesul se accelerează. Rezultatul este o saturare rapidă a lui TR_1 și blocarea simultană a lui TR_2 , cu potențialul de ieșire urcând la V_{cc} . Dacă tensiunea de intrare este acum redusă spre zero, se declanșează procesul invers, rezultând blocarea lui TR_1 și saturarea lui TR_2 .

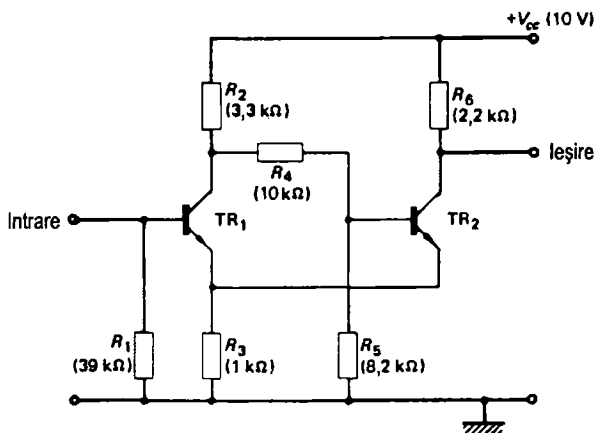


Figura 28.15 Circuit trigger Schmitt

Circuitul de axare

Cunoscut și sub denumirea de circuit de refacere a componentei continue, circuitul de axare impune unui semnal de c.a. un nivel de c.c. Un circuit de axare nu modifică forma semnalului, ci numai introduce o componentă continuă.

Sunt multe situații în care este important să se păstreze un anumit nivel continuu al semnalului. Nivelul continuu este uneori pierdut datorită cuplajului c.a. și trebuie refăcut, de exemplu, în cazul unui tren de impulsuri urmând unui circuit de derivare sau unui semnal video în urma unui cuplaj prin condensator. Axarea este, de asemenea, folosită pentru a oferi o polarizare a tranzistoarelor în clasă C, de exemplu, atunci când sunt folosite în oscilatoare (vedeți capitolul 30). Figura 28.16 prezintă un circuit de axare.

Frontul căzător AB (figura 28.17) al semnalului reprezintă o cădere de 10 V, care, fiind de frecvență ridicată, va trece prin condensator făcând ca ieșirea (punctul X) să devină negativă. Dioda este polarizată direct și, presupunând că este ideală, va acționa ca un scurtcircuit la ieșire, agățând ieșirea la zero. Condensatorul se încarcă rapid prin rezistența mică a diodei în sens negativ, așa cum se vede în figura 28.16(b). Această sarcină este menținută până când sosește următorul front crescător.

^{n.l.10} Termenul *trigger* (în engleză = trăgaci) desemnează un circuit de declanșare sau care realizează o comandă printr-un front abrupt de semnal.

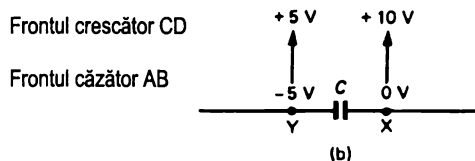


Figura 28.16 Axarea: (a) Circuit de axare pe zero; (b) leșirea (punctul X) variază între 0 și 10 V atunci când intrarea variază între -5 V și +5 V.

Frontul crescător CD reprezintă o creștere pozitivă a tensiunii cu 10 V, care, fiind de frecvență mare, trece prin condensator deplasând punctul X de la zero volți la +10 V (figura 28.16(b)). Dioda este acum polarizată invers prin rezistența R , cu 10 V (adică circuitul prin diodă este întrerupt). Curentul începe să circule și tinde să încarce condensatorul în sens invers; tensiunea la ieșire începe să scadă. Totuși, în cazul în care constanta de timp RC este lungă în comparație cu perioada semnalului de intrare, condensatorul nu poate să-și piardă sarcina negativă și ieșirea rămâne practic la același potențial până la sosirea următorului front căzător (figura 28.17(a)).

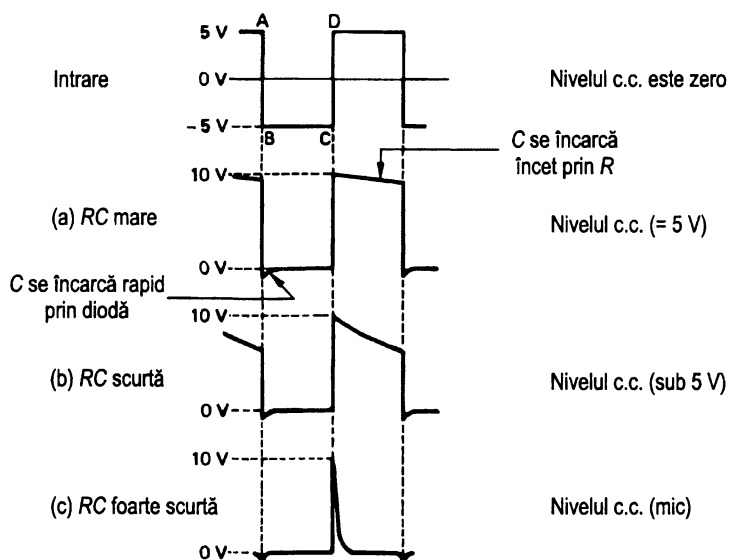


Figura 28.17 leșirea circuitului de axare din figura 28.16 (a) cu constantă de timp foarte lungă (b) cu constantă de timp scurtă și (c) cu constantă de timp foarte scurtă

Pentru o constantă mare de timp, care nu este mare în comparație cu perioada semnalului de intrare, ieșirea este ilustrată în figura 28.17(b). Cu o constantă de timp foarte mică, circuitul devine un derivator, având impulsurile negative complet decupate (figura 28.17(c)).

Pentru a asigura o constantă mare de timp, rezistența R poate fi eliminată, făcând constanta de timp egală cu $C \times r$, unde r este rezistența inversă a diodei.

Dioda poate fi inversată pentru a realiza o axare pe zero a vârfului pozitiv al semnalului (semnalul va coborî sub zero) – vedeți figura 28.18. De remarcat că aici intrarea are un nivel de c.c. care este eliminat de condensator și, de aceea, nu afectează ieșirea.

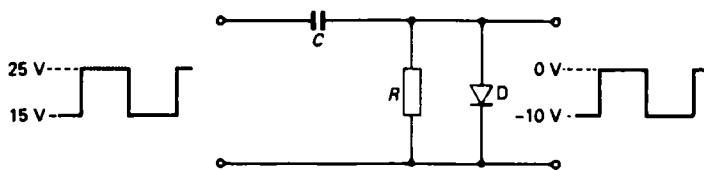


Figura 28.18 Circuit de axare pe zero cu ieșirea negativă

Pentru a desena forma semnalului de ieșire dintr-un circuit de axare dat, se redesenează întâi semnalul de intrare și dacă dioda este conectată astfel încât să limiteze excursia pozitivă, forma de undă va evolua numai în zona negativă și viceversa, având aceeași amplitudine ca semnalul de la intrare.

Circuitele de axare se pot folosi pentru a axa și alte semnale decât cele dreptunghiulare. Figura 28.19 prezintă circuitul pentru axarea unei unde sinusoidale.

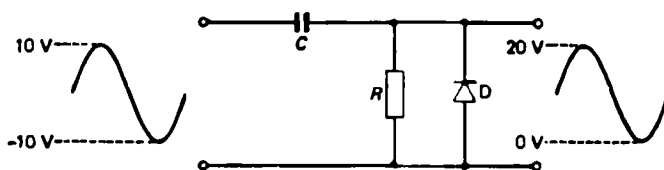


Figura 28.19 Axarea unei unde sinusoidale

Axarea pe alte niveluri decât zero este posibilă prin adăugarea unei t.e.m. în serie cu dioda, pentru a-i oferi o polarizare directă, ca în figura 28.20(a), sau o polarizare negativă ca în figura 28.20(b). În figura 28.20(b) dioda primește o polarizare inversă de 5 V împiedicând astfel semnalul de ieșire să treacă de +5 V. De vreme ce axarea păstrează amplitudinea de la intrare, ieșirea va scădea până la -15 V, într-o excursie totală de 20 V (amplitudinea).

(a)

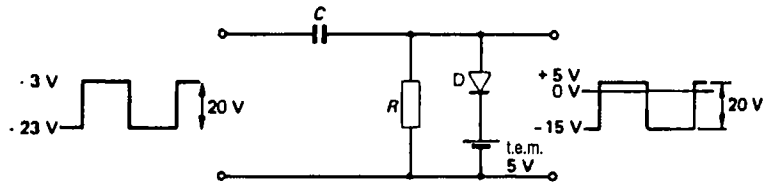


Figura 28.20 (a) Axarea la -5 V; (b) Axarea la +5 V

Redresarea

Există două tipuri de redresoare:

1. Redresorul simplă alternanță (monoalternanță), prezentat în figura 29.1. Dioda D_1 din figura 29.1(a) permite trecerea numai a semialternanțelor pozitive, producând un semnal de ieșire pozitiv. Când dioda este inversată, ca în figura 29.1(b), rezultă un semnal de ieșire compus din semialternanțe negative. Forma de undă de la ieșire conține un nivel de c.c. care este 0,318 (aproximativ o treime) din vârful semnalului (figura 29.2).

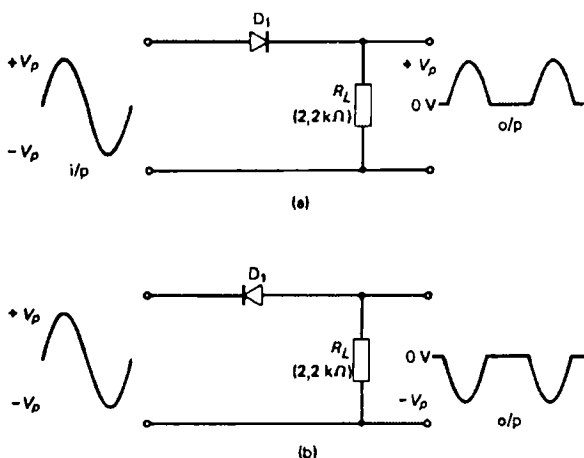


Figura 29.1 Redresare monoalternanță (a) pozitivă; (b) negativă

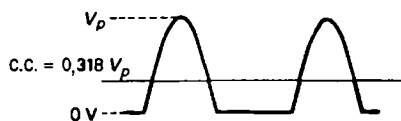


Figura 29.2

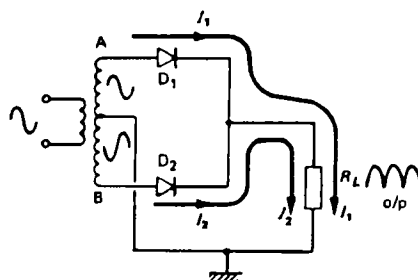


Figura 29.3 Redresor dublă alternanță folosind un transformator cu priză mediană

2. Redresorul dublă alternanță (bi-alternanță), prezentat în figura 29.3. Se folosește un transformator cu priză mediană. Pe fiecare jumătate din înfășurarea secundară se dezvoltă forme de undă egale și de semn contrar. Pentru o semialternanță a semnalului de intrare, punctul A este pozitiv și punctul B este negativ față de priza centrală și viceversa pentru cealaltă semialternanță. Când A este pozitiv, D_1 conduce și curentul I_1 circulă așa cum se vede în figură. Când B este pozitiv, conduce D_2 și curentul I_2 circulă prin R_L în același sens ca și I_1 . Forma semnalului la ieșire este prin urmare așa cum se vede în figura 29.4 cu un nivel de c.c. dublu față de redresorul monoalternanță, de 0,636 (aproximativ două treimi) din nivelul de vârf.

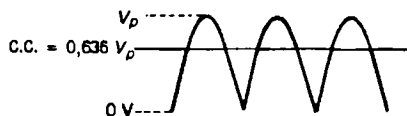


Figura 29.4 Nivelul de c.c. al unei redresate dublă alternanță este 0,636 din nivelul de vârf

Redresorul în punte

Un alt circuit care produce redresare dublă alternanță (bi-alternanță) este arătat în figura 29.5 și se numește redresor în punte (sau punte redresoare). În timpul alternanței pozitive de la intrare (figura 29.6(a)), punctul A este pozitiv și punctul B este negativ. Conduc diodele D_1 și D_3 , iar curentul I_1 curge în jos prin R_L . În timpul alternanței negative (figura 29.6(b)) punctul B este pozitiv și punctul A negativ. Conduc diodele D_2 și D_4 iar curentul I_2 curge în același sens prin R_L .

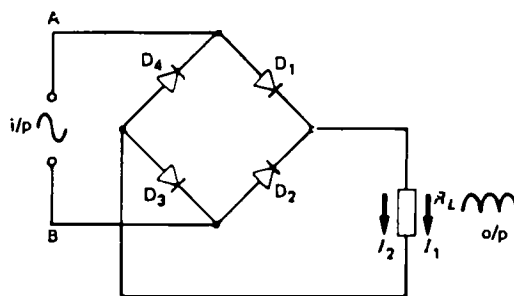


Figura 29.5 Punte redresoare

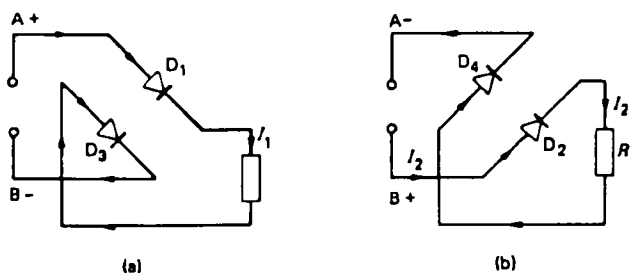


Figura 29.6

Puntea redresoare nu necesită transformator cu priză mediană. Oricum însă, se folosește un transformator pentru a modifica nivelul curentului alternativ de intrare în redresor.

Filtrul capacitiv

Pentru a reduce variația de curent alternativ a ieșirii redresorului, se folosește un filtru capacitiv, așa cum se vede în figura 29.7. Condensatorul C_1 se încarcă la valoarea de vârf și apoi se descarcă prin R_L , împiedicând scăderea rapidă a tensiunii. Figura 29.8 arată efectul filtrului capacitiv asupra unei unde redresate monoalternanță și apoi asupra unei unde redresate dublă alternanță. În ambele cazuri, ieșirea conține o tensiune c.c. mai mare și un riplu de c.a. mai mic suprapus. Amplitudinea riplului este determinată de constanta de timp $R_L C_1$ a filtrului capacitiv și a rezistenței de sarcină. De aceea, filtrele capacitive au capacități mari, între 100 μF și 5000 μF .

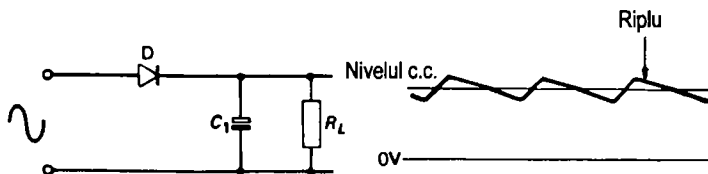


Figura 29.7 Sursa de tensiune de c.c. cu filtraj capacitiv C_1

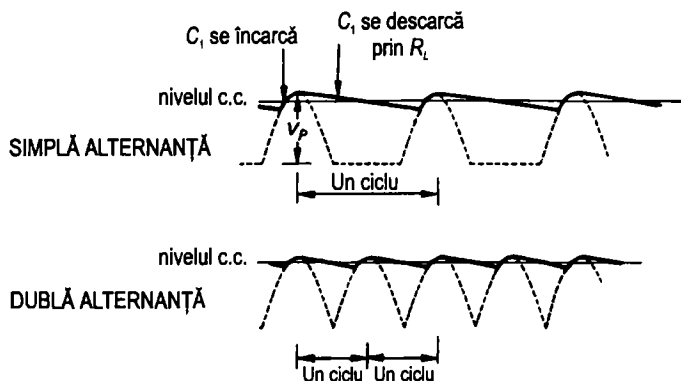


Figura 29.8 Efectul unui filtru capacitiv asupra undelor redresate

O comparație între cele două forme de undă din figura 29.8 arată că o redresare dublă alternanță are următoarele avantaje:

1. Timpul de descărcare a condensatorului de filtrare este mai mic, conducând la un riplu de c.a. mai mic.
2. Frecvența fundamentală a riplului este de două ori mai mare decât a sursei de c.a., în timp ce la redresorul simplă alternanță frecvența riplului este egală cu cea a sursei. De exemplu, folosind sursa de c.a. de la rețea (priză), riplul produs de o redresare dublă alternanță are frecvența de $2 \times 50 = 100$ Hz față de cei 50 Hz ai riplului unei redresări simplă alternanță. Riplul unei redresări dublă alternanță este mai ușor de filtrat datorită frecvenței lui mai mari, după cum vom vedea mai târziu.

În absența sarcinii

Tensiunea de ieșire fără sarcină (în gol) este tensiunea sursei de alimentare atunci când curentul de sarcină este zero, adică atunci când sarcina este eliminată. Figura 29.9 prezintă o sursă simplă de alimentare fără rezistență de sarcină. Filtrul capacitiv C se încarcă în mod normal până la valoarea de vârf. Dar, în absența unei rezistențe de sarcină, condensatorul rămâne încărcat, dând o tensiune stabilă de c.c. (egală cu valoarea de vârf), fără nici un riplu. Tensiunea fără sarcină (în gol) este deci cea mai mare posibilă. Dacă se folosește ca intrare tensiunea de rețea, în absența sarcinii, tensiunea de ieșire este

$$V_{\text{in gol}} = \text{tensiunea de vârf} = 1,4 \times \text{tensiunea r.m.s} = 1,4 \times 220 \text{ V} = 308 \text{ V}.$$

Tensiunea inversă de vârf

Un factor important care trebuie luat în considerare în alegerea diodelor pentru o sursă de alimentare de c.c. este tensiunea maximă pe care dispozitivele trebuie să o suporte pe semialternanța pe care nu conduc, numită tensiune inversă de vârf. Să analizăm circuitul din figura 29.9. Potențialul cel mai ridicat pe catodul diodei D este tensiunea în absența sarcinii, 308 V. Tensiunea pe anod variază între vârful pozitiv de +308 V și cel negativ de -308 V. Dioda trebuie să suporte tensiunea maximă inversă când anodul se află la vârful negativ de -308 V, iar tensiunea totală este $308 \text{ V} + 308 \text{ V} = 616 \text{ V}$. Se poate observa deci

că tensiunea inversă maximă este de două ori tensiunea sursei fără sarcină, adică de două ori tensiunea de vârf de intrare.

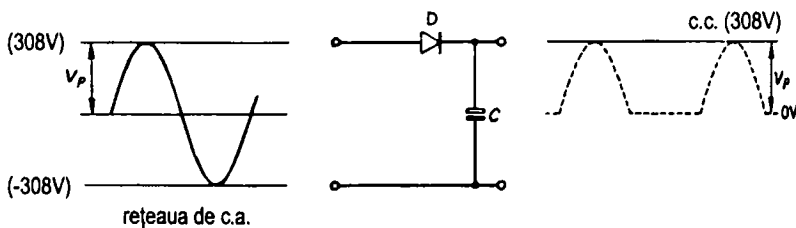


Figura 29.9 Tensiunea de vârf de intrare = tensiunea sursei fără sarcină

Filtrarea R-C

Riplul de c.a. poate fi redus folosind un filtru trece jos sau un circuit de filtrare. Circuitul R_1 și C_1 formează în figura 29.10 un filtru simplu R-C. Pentru a oferi o atenuare adecvată a riplului, constanta de timp $R_1 C_2$ trebuie să fie foarte mare în comparație cu perioada formei de undă a riplului. Pentru o constantă de timp dată, cu cât perioada riplului este mai mică (frecvența mai mare), cu atât mai eficientă este filtrarea. De aceea, este mai ușor de filtrat o redresare dublă alternanță decât o redresare simplă alternanță.

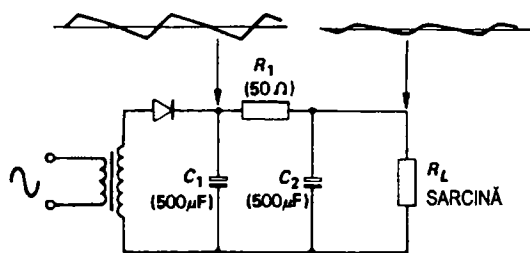


Figura 29.10 Sursă de alimentare de c.c. cu filtru R-C

Condensatorul de filtrare C_2 este mare, având o valoare comparabilă cu cea a filtrului capacitiv C_1 , între 100 μ F și 5000 μ F. Rezistența de netezire R_1 primește totuși o valoare mică, altfel ar cădea o tensiune de c.c. mare pe ea, reducând tensiunea de la ieșire. Valoarea rezistenței de netezire se alege în plaja 1 Ω - 100 Ω , în funcție de curentul de sarcină.

Filtrarea L-C

Un circuit de netezire mai eficientă a riplului se prezintă în figura 29.11. Circuitul L_1 și C_2 formează un filtru trece jos. Bobina de netezire L_1 are o inductanță mare (100 mH - 10 H) care tinde să netezească variațiile de curent prin ea, reducând astfel riplul de c.a. la ieșire. Rezistența ei mică este un avantaj în plus, în timp ce dimensiunile mari sunt un dezavantaj. De remarcat că, în rimp ce rezervorul capacitiv C_1 mărește nivelul de c.c. al sursei de alimentare, circuitul de netezire lasă acest nivel nemodificat. El atenuează numai componenta de riplu (de c.a.).

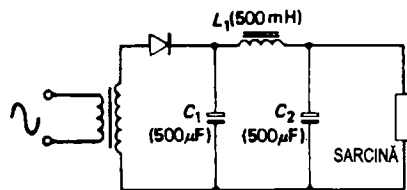


Figura 29.11 Sursă de alimentare de c.c. cu un filtru L-C, format din $L_1 - C_2$

Stabilizarea

O creștere a curentului furnizat de o sursă de alimentare conduce la o scădere a tensiunii de ieșire. Aceasta se datorează rezistenței interne a înfășurărilor transformatorului, a diodelor, a rezistenței de filtrare, a bobinei de șoc. Figura 29.12 arată modificarea tensiunii de ieșire a sursei de c.c. atunci când crește curentul. Această curbă se numește curba de stabilizare. Tensiunea de ieșire este maximă atunci când curentul de ieșire este zero, adică fără sarcină și atunci o numim tensiune în gol. Atunci când furnizează un curent maxim specificat, tensiunea de ieșire se numește tensiunea la încărcarea maximă, sau tensiunea în sarcină.

Stabilizarea se exprimă în procente și este dată de:

$$\frac{\text{Tensiunea în gol} - \text{Tensiunea în sarcină}}{\text{Tensiunea în sarcină}} \times 100\% = \frac{V_{\text{gol}} - V_s}{V_s} \times 100\%.$$

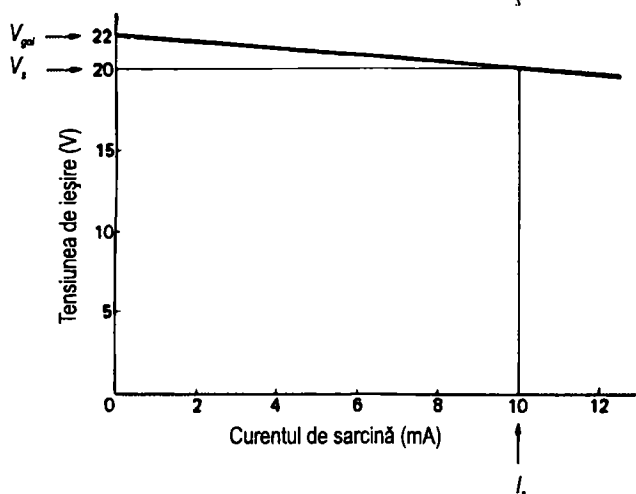


Figura 29.12 Curba de stabilizare pentru un alimentator nestabilizat

De exemplu, dacă o sursă are o tensiune în gol de 22 V care scade la 20 V când curentul ajunge la 10 mA, stabilizarea ei este

$$(V_{\text{gol}} - V_s) / V_s \times 100\% = (22 - 20) / 22 \times 100\% = 2/22 \times 100\% = 9,09\%.$$

Surse de alimentare stabilizate

Stabilizarea unei surse de alimentare se poate îmbunătăți prin folosirea unui stabilizator de tensiune. Tensiunea de ieșire poate fi astfel menținută constantă în timp ce curentul de ieșire variază. Există două tipuri de stabilizatoare: paralel (șunt) și serie.

Stabilizatorul paralel (șunt)

Figura 29.13 prezintă o schemă bloc a unui stabilizator paralel. Figura 29.14 arată un circuit pentru un alimentator de putere în care elementul stabilizator este o diodă zener. Zenerul funcționează la tensiunea de străpungere, păstrând tensiunea pe el, și deci tensiunea de ieșire, constantă pentru o variație mare a curentului prin el.

Stabilizarea paralel se bazează pe principiul divizorului de curent, astfel că suma curentului prin sarcină I_L (L de la *load* = sarcină) și a curentului prin zener I_z este păstrată constantă. Când curentul prin sarcină crește, să zicem cu 2 mA, atunci curentul prin elementul stabilizator paralel este scăzut cu aceeași valoare, de 2 mA, și vice-versa.

Rezistența de balast R_1 preia curentul total, prin urmare tensiunea V_1 pe ea este egală cu diferența între tensiunea nestabilizată de intrare V_{AB} și tensiunea de străpungere zener V_z .

$$V_1 = V_{AB} - V_z$$

Folosind valorile date în figura 29.13, $V_0 = V_z = 9V$.

Tensiunea pe R_1 , $V_1 = V_{AB} - V_z = 30V - 9V = 21V$.

Prin urmare, curentul total este $I_T = 21V / 1k\Omega = 21mA$.

$$\text{Curentul de sarcină } I_L = \frac{\text{Tensiunea pe sarcină}}{\text{Rezistența de sarcină}} = \frac{9V}{1,2k\Omega} = 7,5mA$$

Prin urmare, curentul prin zener este $I_z = I_T - I_L = 21mA - 7,5mA = 13,5mA$.

Când curentul prin sarcină este redus la 5 mA, o scădere a curentului cu $7,5mA - 5mA = 2,5mA$, curentul preluat de zener va crește cu 2,5 mA la o nouă valoare de $13,5 + 2,5 = 16mA$.

În gol, când $I_L = 0$, curentul total va fi preluat de zener: $I_T = I_z$. Acesta este un dezavantaj al stabilizatorului paralel, și anume că indiferent de sarcină, sursa de alimentare trebuie să furnizeze un curent maxim constant I_T .

Figura 29.15 arată curba de stabilizare tipică pentru un circuit de stabilizare cu stabilizator paralel, pentru circuitul din figura 29.14. Tensiunea în sarcină începe să scadă rapid atunci când curentul de sarcină crește peste curentul maxim de sarcină de 21 mA. La această valoare, curentul în sarcină este aproape egal cu curentul total I_T . Scăderea tensiunii apare atunci când

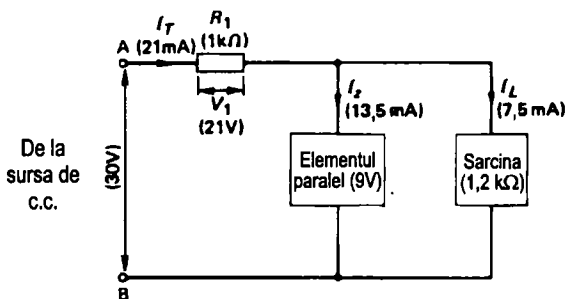


Figura 29.13 Schema bloc a unui stabilizator paralel

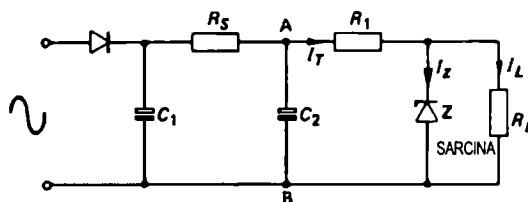


Figura 29.14 O sursă stabilizată paralel

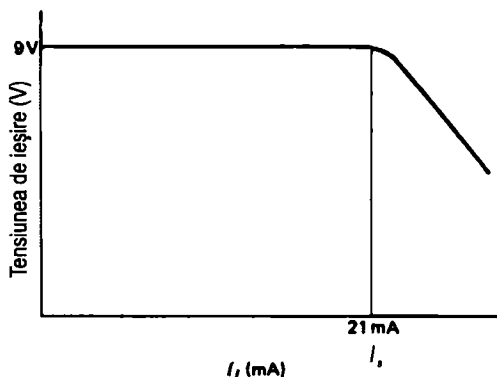


Figura 29.15 Curba de stabilizare pentru o sursă de tensiune stabilizată

curentul prin zener este prea mic pentru ca să apară străpungerea. Pentru o stabilizare bună, tensiunea nestabilizată de c.c. se alege de trei ori mai mare decât tensiunea de străpungere a zenerului.

Stabilizarea serie

Un stabilizator mai bun și mai eficient este stabilizatorul serie, care folosește un tranzistor sau un tiristor ca element serie. Figura 29.16 prezintă o schemă bloc simplă pentru un stabilizator serie. El constă dintr-un element de control serie cu o rezistență de balast R care să asigure minimul de curent de sarcină.

Stabilizatorul serie cu tranzistor

Un circuit de bază pentru un stabilizator serie care folosește un tranzistor este prezentat în figura 29.17. Ieșirea este luată din emitorul lui TR_1 și, după cum se poate vedea din figura 29.18, unde același circuit este redesenat, TR_1 este folosit ca repetor pe emitor. Dioda zener menține baza tranzistorului la un potențial constant. Emitorul urmărește potențialul bazei, fiind cu $0,6\text{ V}$ (pentru tranzistoare cu siliciu) sub tensiunea de bază, pentru o polarizare normală directă, păstrând astfel tensiunea de ieșire constantă.

Repetorul pe emitor funcționează ca un amplificator de curent, care ajută sursa să livreze un curent mare de sarcină pentru un curent de intrare mic. Zenerul, care funcționează ca un stabilizator și totodată ca referință de tensiune, preia un curent mai mic decât zenerul folosit în stabilizatorul paralel. Pentru o stabilizare bună, zenerul preia un curent cam de cinci ori mai mare decât curentul de bază al tranzistorului.

Stabilizatorul simplu descris mai sus are două dezavantaje principale:

1. Pentru curenți mari sunt necesare diode zener și tranzistoare de putere.
2. Sensibilitate limitată.

Primul se poate depăși prin creșterea amplificării în curent, adăugând un nou tranzistor, TR_2 , care formează un al doilea repetor pe emitor, după cum se vede în figura 29.19.

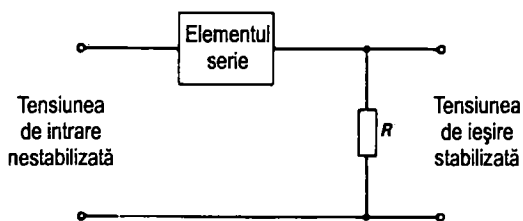


Figura 29.16 Schema bloc a unei surse de alimentare cu stabilizator serie

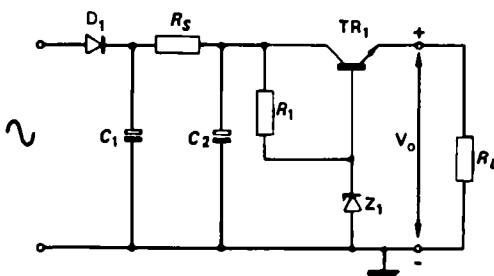


Figura 29.17 O sursă de alimentare cu stabilizator serie

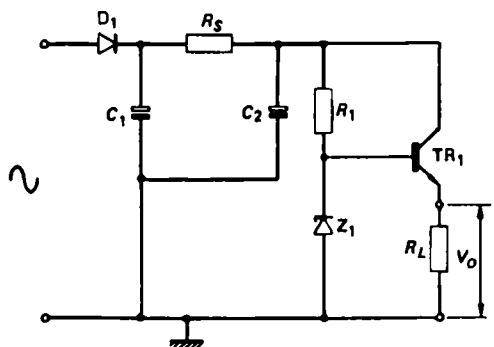


Figura 29.18 Circuitul din Figura 29.17 redesenat pentru a pune în evidență configurația de repetor pe emitor a lui TR_1 .

Curentul de sarcină poate fi foarte mare (în amperi) în timp ce curentul zenerului rămâne foarte mic. Sensibilitatea, adică stabilitatea tensiunii, se poate îmbunătăți prin amplificarea tensiunii de ieșire înainte de a o compara cu tensiunea zener, așa cum se arată în figura 29.20. TR_1 este tranzistorul obișnuit serie, în timp ce TR_2 este tranzistorul amplificator al tensiunii de eroare. Zenerul este doar o diodă de referință și poate avea putere disipată mică.

TR_2 compară tensiunea de ieșire cu tensiunea de referință a zenerului. Modificările tensiunii de ieșire sunt amplificate și livrate bazei lui TR_1 , care menține tensiunea de ieșire constantă. De exemplu, dacă din cauza unor dereglări externe, tensiunea de ieșire V_o crește, baza lui TR_2 se depărtează de emitor, ceea ce reduce curentul prin TR_1 și află la potențial fixat de zener, curentul prin TR_2 crește și tensiunea colectorului scade. Potențialul bazei lui TR_1 suferă o scădere către emitor, ceea ce face ca tensiunea V_o să scadă, compensând tendința inițială de a crește.

Se pot face multe modificări unui stabilizator serie pentru a-i îmbunătăți stabilizarea și stabilitatea. ^{n.t.11} Figura 29.21 arată o schemă practică folosită pentru a da o tensiune stabilizată de 25 V pentru un televizor color. TR_1 este tranzistorul stabilizator serie obișnuit. TR_2 este un amplificator de tensiune cu baza reglabilă prin VR_1 pentru a permite ca tensiunea de

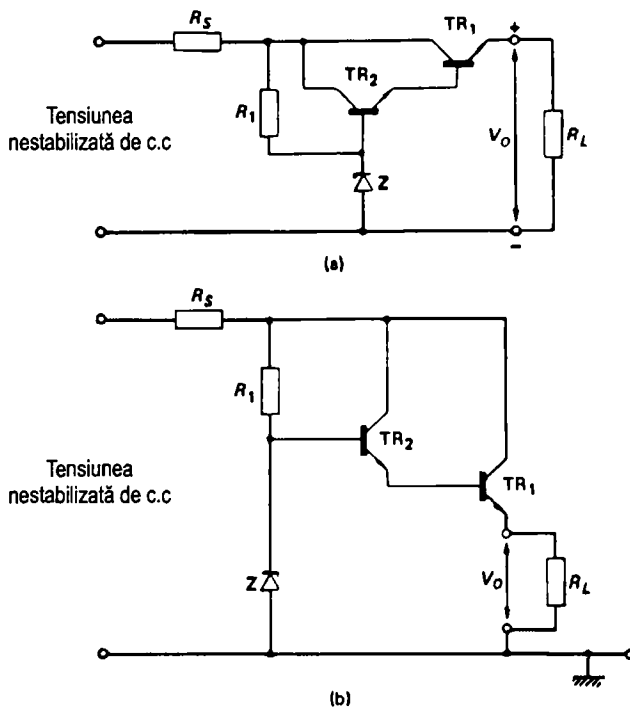


Figura 29.19 Stabilizator de tensiune serie folosind două repetoare pe emitor (circuitul este redesenat la (b))

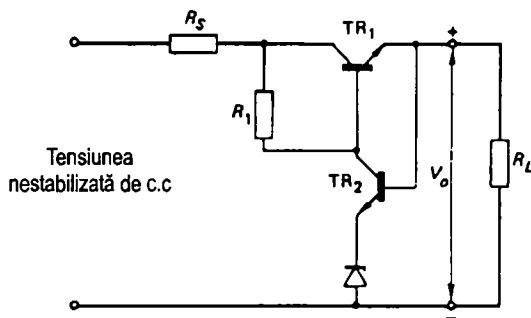


Figura 29.20 Stabilizator serie folosind un amplificator de eroare TR_2 pentru a îmbunătăți sensibilitatea

^{n.t.11} Stabilitatea este capacitatea unui sistem de a-și păstra parametrii în funcție de variațiile de temperatură sau de îmbătrânirea componentelor etc.

25V să fie reglată. C_1 și R_3 realizează o filtrare (netezire). Riplul de 100 Hz de la ieșire este adus înapoi prin TR_2 la baza lui TR_1 în antifază cu riplul prezent aici, anulându-se reciproc.

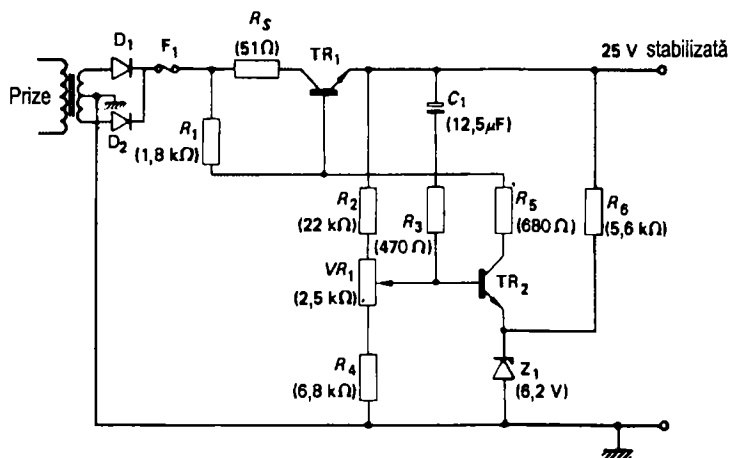


Figura 29.21 Sursă de alimentare stabilizată de 25 V folosită în receptorul TV color TCE 8000 (cu permisiunea Thorn Consumer Electronics)

Circuit de protecție la suprasarcină

Una dintre problemele întâlnite la stabilizatoarele serie este protecția tranzistorului serie. Un curent excesiv prin tranzistor datorat unei suprasarcini sau unui scurtcircuit poate produce distrugerea definitivă. O metodă de protecție este prezentată în figura 29.22. TR_2 este tranzistorul de protecție la suprasarcină. R_1 , aflat pe calea de întoarcere a curentului I_L , provoacă pe ea o cădere de tensiune care polarizează joncțiunea b-e a tranzistorului. Când curentul de sarcină este în limite normale, tensiunea pe R_1 este mică, menținând tranzistorul TR_2 închis. Când curentul de sarcină crește peste limita lui normală, potențialul pe R_1 crește și TR_2 începe să conducă (se deschide). Când TR_2 conduce, el fură din curentul de bază al lui TR_1 , oferindu-i astfel protecție. Se poate introduce și un comutator comandat pentru a întrerupe alimentarea atunci când curentul depășește o anumită valoare de siguranță.

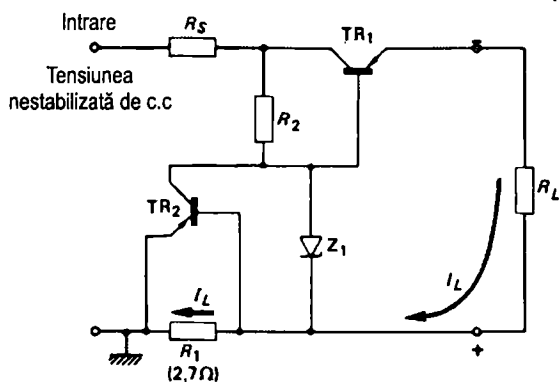


Figura 29.22. Stabilizator serie într-o sursă de alimentare folosind un tranzistor TR_2 de protecție la suprasarcină

Invertoare

Un inverter produce un semnal sinusoidal pornind de la o sursă de c.c. El include adesea combinații pentru tensiuni de ieșire stabilizate. Sunt

folosite mai ales ca generatoare de siguranță (de rezervă) în cazul căderii tensiunii de alimentare.

Invertoarele de unde sinusoidale pot fi proiectate pe baza oscilatoarelor în clasă A sau B. Oricum, datorită pierderilor mari asociate cu aceste funcționări liniare, se folosesc elemente de comutație pentru a realiza unde dreptunghiulare care sunt apoi filtrate pentru a obține la ieșire unde sinusoidale. (Figura 29.23)

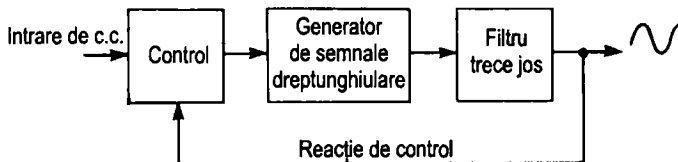


Figura 29.23

Convertoare

Convertorul transformă o tensiune de c.c. de intrare având o valoare în tensiune de c.c. de altă valoare. El constă dintr-un inverter urmat de un redresor. Figura 29.24 arată un model simplu de convertor folosind un oscilator cu autoblocare. Tensiunea de ieșire din oscilator este de formă dreptunghiulară cu factorul de umplere determinat de constanta de timp $R_1 C_1$. Dioda redresoare D_1 este conectată în secundar pentru a produce o tensiune de ieșire de c.c. Un convertor mai eficient este arătat în figura 29.25, în care TR_1 și TR_2 sunt două oscilatoare cu autoblocare care pompează curent într-un transformator, pe rând.

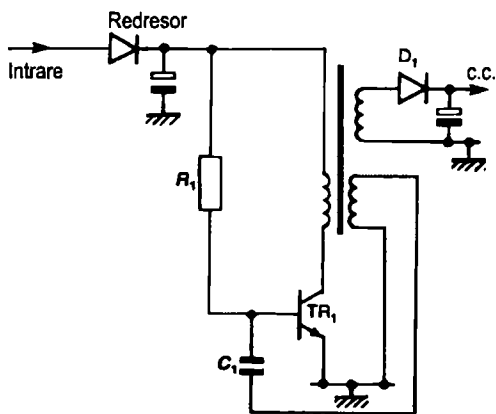


Figura 29.24

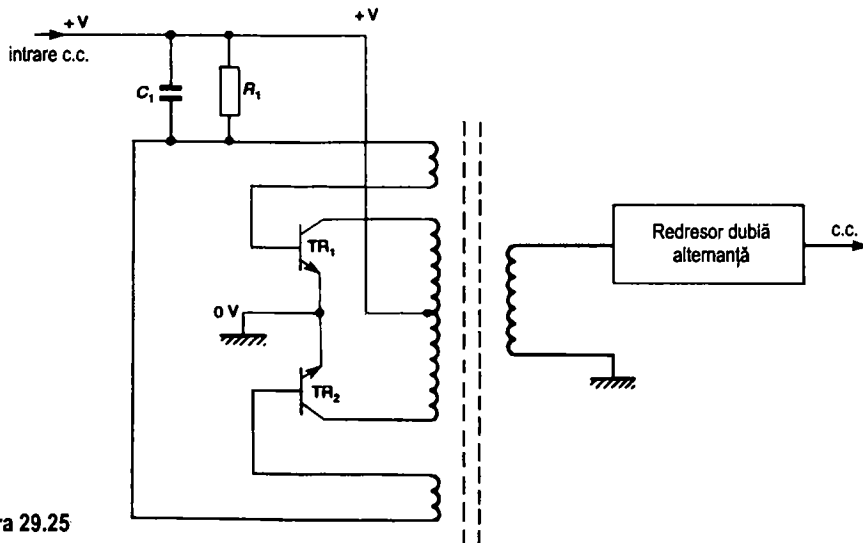


Figura 29.25

Surse de alimentare în comutație (SMPS – *Switch Mode Power Supply*)

O sursă de alimentare mai eficientă este sursa în comutație. În acest montaj, elementul regulator serie este un element de comutație (tiristor sau tranzistor), care este deschis și închis de un semnal de c.a. în impulsuri, în așa fel încât să regleze și să stabilizeze ieșirea de c.c.

Sursa în comutație este în esență un convertor. Ea convertește o sursă nestabilizată de c.c. într-un semnal pulsatoriu de c.c. și apoi înapoi într-o tensiune de c.c. stabilizată (figura 29.26). Viteza de comutație determină frecvența riplului (componentei de c.a.) de la ieșire, care este eliminat de un circuit de netezire, un filtru trece jos.

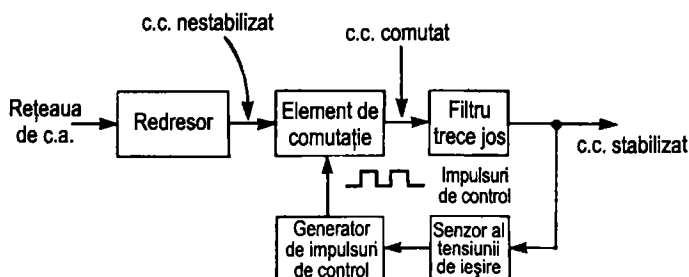


Figura 29.26

În figura 29.26 tensiunea de rețea este mai întâi redresată pentru a produce o tensiune continuă nestabilizată care se aplică unui element de comutație. Elementul de comutație, care poate fi un tiristor (SCR) sau un tranzistor, este deschis și închis la intervale regulate de către impulsuri de la un bloc de control. El este folosit pentru a încărca un rezervor capacitiv. Încărcarea condensatorului este determinată de perioada în care elementul de comutație este închis. Stabilizarea este realizată prin producerea unor intervale mai mari sau mai mici între impulsurile de comandă care deschid și închid elementul de comutație (adică variind factorul de umplere al impulsurilor de control) în funcție de tensiunea de ieșire care este adusă la intrarea senzorului de tensiune. O scădere a tensiunii de ieșire este compensată prin creșterea perioadei de conducție a elementului de comutație și viceversa.

Clasificarea amplificatoarelor

Condițiile de funcționare a amplificatoarelor pot fi clasificate în trei categorii.

Clasa A

Tranzistoarele considerate până acum au fost polarizate astfel încât să funcționeze într-o zonă liniară a caracteristicilor lor. Punctul static de funcționare Q a fost ales la mijlocul caracteristicii, pentru a permite excursia maximă la ieșire fără distorsiuni. Se spune că aceste amplificatoare funcționează în clasă A. Figura 30.1 arată caracteristica de transfer a unui tranzistor. Punctul A reprezintă polarizarea pentru funcționare în clasă A. Semnalul de intrare este suficient de mic pentru a păstra joncțiunea bază – emitor polarizată direct. Prin urmare, tranzistorul conduce pe întregul ciclu, adică pe 360° .

Amplificatoarele în clasă A au avantajul că produc un semnal nedistorsionat de ieșire, de aici largă lor utilizare în preamplificatoare și circuite de comandă (*drive*) și pentru etaje de FI și de RF. Totuși, ele suferă de o slabă eficiență (cca 30%) datorită faptului că tranzistorul conduce și, prin urmare, disipează putere, indiferent de prezența sau absența semnalului la intrare.

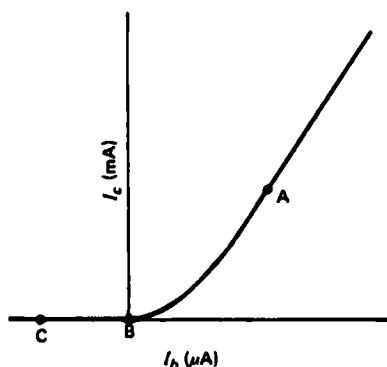


Figura 30.1 Punctele A, B și C reprezintă punctele statice de funcționare (polarizările) pentru clasele de funcționare A, B și respectiv C

Clasa B

În acest caz, tranzistorul este polarizat la limita de blocare. Punctul B din figura 30.1 arată polarizarea de clasă B a tranzistorului. Tranzistorul conduce numai pe o jumătate de ciclu (adică pe 180°) așa cum se vede în figura 30.2. În clasă B sunt posibile randamente mai ridicate, între 50% și 60 %, de vreme ce disipația tranzistorului este limitată la numai o jumătate din ciclul de intrare. Amplificatoarele în clasă B sunt folosite în etaje de putere în contratimp (*push-pull*) și adesea au o mică polarizare directă pentru a reduce distorsiunile de racordare.

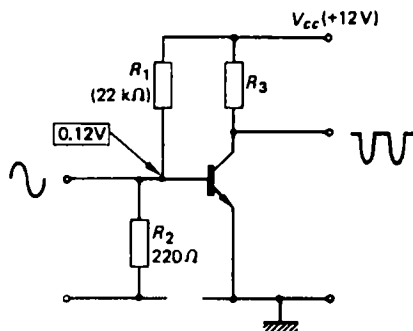


Figura 30.2 Amplificator în clasă B : $R_1 - R_2$ realizează o mică polarizare directă V_{be} (0,12 V) pentru a evita neliniaritățile

Clasa C

Tranzistorul este acum polarizat sub limita de blocare (punctul C din figura 30.1). Tranzistorul conduce mai puțin de jumătate de ciclu (adică mai puțin de 180°). Ieșirea este prin urmare de forma unei unde pulsatorii, așa cum se vede în figura 30.3. Eficiența lui este foarte bună, între 65% și 80 %. Amplificatoarele în clasă C sunt folosite în oscilatoare și în amplificatoarele RF de putere.

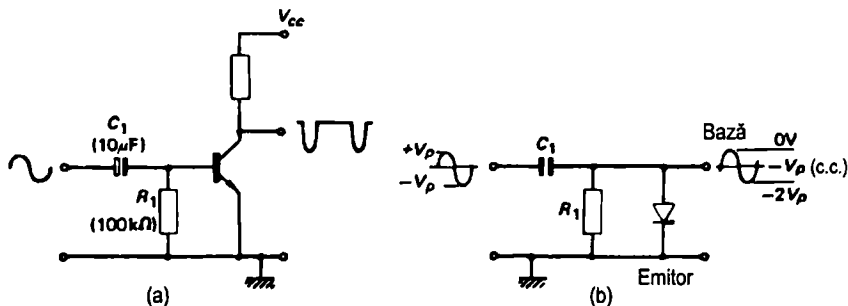


Figura 30.3 (a) Semnalul polarizează circuitul în clasă C; (b) Efectul de axare al circuitului R_1 - C_1 și al joncțiunii b - e

Polarizarea

Polarizarea în clasă A este dată de un divizor de tensiune, așa cum s-a explicat în capitolele precedente, asigurând polarizarea directă necesară joncțiunii b - e.

Amplificatoarele în clasă B sunt polarizate la limita de blocare, adică la tensiune bază - emitor zero. Prin urmare, nu este necesar un lanț de polarizare. Totuși, pentru a evita funcționarea în zona neliniară a caracteristicilor, se asigură tranzistorului o mică polarizare directă între 0,1 și 0,2 V printr-un divizor de tensiune R_1 - R_2 , arătat în figura 30.2. Punctul static de funcționare Q este acum puțin peste limita de blocare.

Amplificatoarele în clasă C sunt polarizate sub limita de blocare. Cu alte cuvinte, joncțiunea bază - emitor este polarizată invers. Acest lucru se obține prin folosirea semnalului pentru polarizare. Polarizarea în clasă C mai este cunoscută și ca *polarizarea prin semnal*. Se pot folosi două metode pentru a polariza un etaj în clasă C.

Metoda cea mai eficientă este cea prezentată în figura 30.3(a). Fără semnal la intrare baza este la potențial zero. Așa cum se vede în figura 30.3(b), joncțiunea b - e împreună cu C_1 și R_1 funcționează ca un circuit de axare pentru semnalul care intră, reproducând forma de undă de la intrare împreună cu o componentă de c.c. aproximativ egală cu tensiunea de vârf $-v_p$. Baza primește deci o polarizare inversă aproximativ egală cu vârful semnalului de intrare. Nivelul de polarizare inversă (sau gradul de polarizare în clasă C) se poate reduce prin modificarea constantei de timp $C_1 R_1$ (de obicei prin alegerea unei valori mai mici pentru R_1).

O a doua metodă de polarizare în clasă C este arătată în figura 30.4. Aici emitorului i se asigură o tensiune pozitivă prin încărcarea condensatorului C_3 . Cu baza la potențial zero, un emitor pozitiv asigură o polarizare inversă a joncțiunii b - e. Așa cum se vede în figura 30.4(b), pentru semnalul de intrare, joncțiunea b - e împreună cu C_3 și R_3 funcționează ca un redresor, dându-i lui C_3 o sarcină pozitivă.

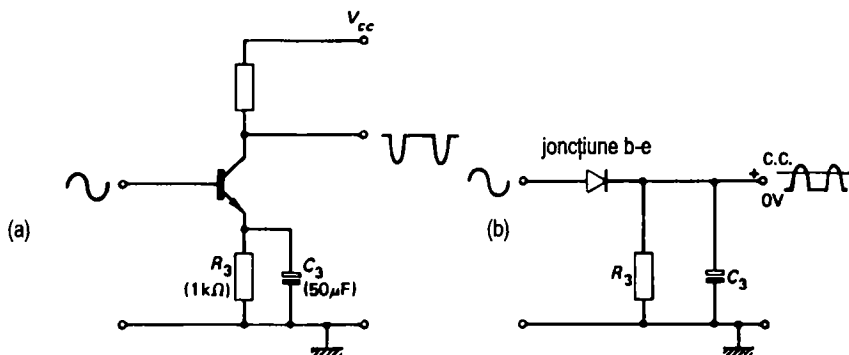


Figura 30.4 Polarizarea în clasă C: (a) Circuitul; (b) Efectul de redresare al joncțiunii b - e, R_3 și C_3

Amplificatoare în cascadă

Figura 30.5 arată un amplificator de AF cu două etaje cu tranzistoare cuplate prin circuitul R - C . TR_1 și TR_2 sunt polarizate în clasă A de R_1 - R_2 și, respectiv, R_5 - R_6 . Cele două etaje sunt izolate unul față de celălalt din punct de vedere al c.c. prin condensatorul de cuplaj C_2 .

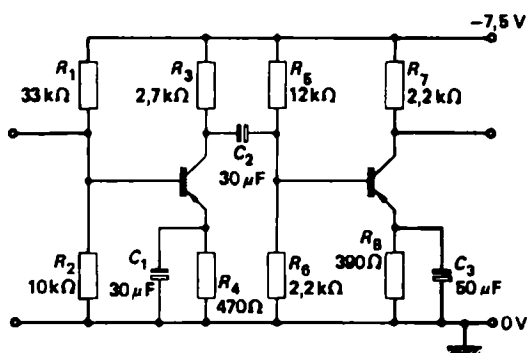


Figura 30.5 Amplificator AF cu două etaje conectate în cascadă

Lărgimea de bandă

În figura 30.6 este prezentată o curbă tipică de răspuns a unui amplificator. Ea arată că semnalul de ieșire sau amplificarea rămân constante în plaja de mijloc a frecvențelor, dar scad la frecvențe mari și mici.

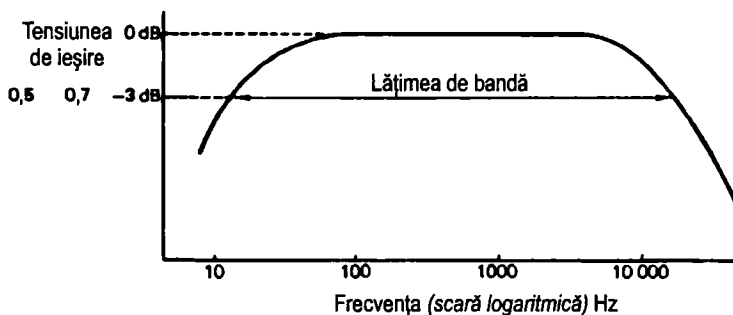


Figura 30.6 Răspunsul tipic în frecvență al unui amplificator de A.F.

Scăderea amplificării la frecvențe mici este datorată condensatorului de cuplaj C_2 din figura 30.5. Pe măsură ce frecvența scade, reactanța condensatorului de cuplaj crește, reducând amplitudinea semnalului injectat în TR_2 . Condensatoarele de decuplare C_1 și

C_3 reduc, de asemenea răspunsul la frecvențe joase, dar efectul lor este nesemnificativ și poate fi neglijat.

Scăderea amplificării la frecvențe mari este datorată *capacităților parazite* între electrozii tranzistoarelor. Capacități parazite există între diverși electrozi ai tranzistorului. Ele au efectul de a șunta (scurtcircuita) intrarea și ieșirea, reducând astfel câștigul amplificatorului la frecvențe mari. Fiecare tranzistor are o așa-numită frecvență de tăiere, la care amplificarea de curent devine prea mică pentru a avea loc un câștig. Aceasta este o restricție importantă în folosirea tranzistoarelor la frecvențe înalte.

Banda unui amplificator este dată de punctele la -3 dB, unde tensiunea de ieșire scade la 70 % din valoarea maximă (sau unde puterea de ieșire este jumătate din puterea maximă).

Amplificatoare de FI

Amplificatorul de FI este un amplificator de tensiune folosind ca sarcină un circuit acordat. El funcționează la frecvențe intermediare ca 470 kHz pentru radio MA, 10,7 MHz pentru radio MF, sau 38,9 MHz^{n.t.12} pentru receptoarele TV.

Figura 30.7 arată un amplificator tipic de FI folosit într-un receptor radio MA. Grupul $R_1 - R_2$ formează lanțul de polarizare pentru TR_1 , C_2 este condensatorul de decuplare al polarizării, C_4 este condensatorul de decuplare din emitor și R_3 este rezistența din emitor pentru stabilizarea în c.c. $C_1 - L_1$ și $C_3 - L_3$ sunt circuite rezonante acordate pe frecvența intermediară de 470 kHz. Se folosește cuplajul prin transformator, atât pentru intrare cât și pentru ieșire. Scopul prizei pe primarul transformatorului de ieșire T_2 este de a îmbunătăți selectivitatea amplificatorului de FI. Fără o priză pe primar, impedanța mică de ieșire r_o a tranzistorului cu emitor comun se aplică peste circuitul acordat $C_3 - L_3$ amortizându-l și reducându-i selectivitatea. Cu priză, înfășurarea primară formează un transformator ridicător cu înfășurările

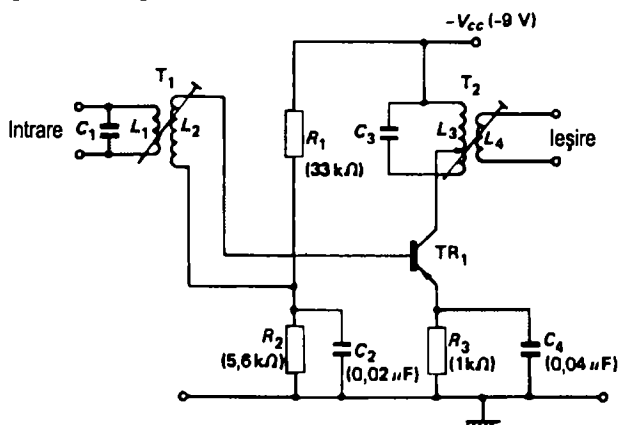


Figura 30.7 Amplificator de F.I. utilizabil în receptoarele de radio M.A.

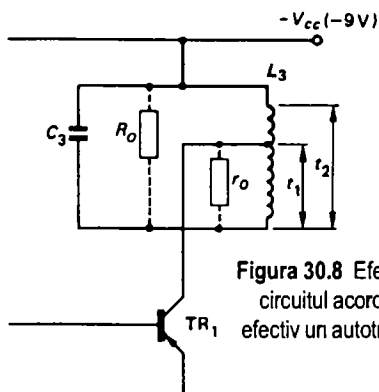


Figura 30.8 Efectul prizei pe circuitul acordat. L_3 este efectiv un autotransformator

^{n.t.12} Pentru norma I (Marea Britanie și Irlanda) frecvența intermediară pentru receptoarele TV este de 39,5 MHz.

t_1 ca primar și înfășurările t_2 ca secundar, așa cum se vede în figura 30.8. Rezistența care suntează acum circuitul acordat este rezistența echivalentă a lui r_o când este transferată în secundar, cu un raport de transformare $n = t_1/t_2$. Rezistența echivalentă $R_o = r_o/n^2$ (vedeți pagina 56), este mai mare decât r_o , reducând efectul de amortizare și îmbunătățind selectivitatea circuitului acordat.

Amplificatoare de putere

Amplificatoarele descrise până aici au fost ceea ce numim amplificatoare de tensiune, scopul lor fiind de a produce o excursie mai mare de tensiune. Când se cere putere de ieșire, de exemplu pentru injectarea într-un difuzor sau într-o antenă de RF sau pentru comanda unui motor, trebuie folosite amplificatoare de putere. Ele au un câștig mare de putere, ceea ce se obține prin câștig mare de tensiune și de curent.

Funcționarea în clasă A

Figura 30.9 arată un etaj de ieșire de bază cu un singur tranzistor. Funcționarea în clasă A trebuie folosită pentru ieșiri nedistorsionate. Eficiența este foarte slabă, cu un consum mare din sursa de c.c. de alimentare. El poate livra numai puteri mici la ieșire. Poate fi folosit, de exemplu, în radioreceptoarele auto, la care consumul de curent nu este important.

Funcționarea în contratimp (push-pull)

Etajele de ieșire în contratimp sunt aproape universal folosite în amplificatoarele tranzistorizate moderne funcționând în clasă B, fiecare amplificând alternativ câte o jumătate de perioadă a semnalului de intrare (de aici și numele).

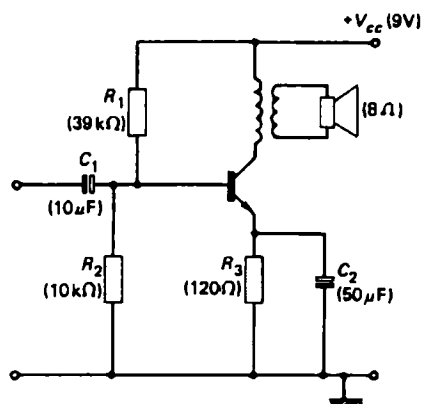


Figura 30.9 Etaj cu un tranzistor amplificator de putere AF

Amplificator în contratimp folosind două tranzistoare identice

Figura 30.10 prezintă un circuit simplu de amplificator în contratimp. Juncțiunile b-e sunt polarizate la zero, cu fiecare tranzistor conducând alternativ numai câte o jumătate de ciclu. Transformatorul de intrare T_1 are o priză mediană în secundar care acționează ca un distribuitor de fază. Se produc două semnale egale și opuse (în antifază) pe fiecare jumătate de ciclu a înfășurării secundare: v_a în fază cu intrarea și v_b în antifază cu intrarea. În timp ce jumătatea pozitivă a ciclului lui v_a reprezintă jumătatea pozitivă a semnalului de intrare, jumătatea pozitivă a lui v_b reprezintă jumătatea negativă a ciclului de la intrare. TR_1 și TR_2 conduc atunci când bazele lor devin pozitive față de emitoare. Prin urmare TR_1 conduce pe jumătatea pozitivă a lui v_a cu curentul i_1 curgând, așa cum se arată în figură, de la emitor la colector prin jumătatea de sus a transformatorului T_2 din V_{cc} . Acesta induce o jumătate de

ciclu pozitivă pe secundarul lui T_2 . TR_2 conduce pe jumătatea pozitivă a lui v_b , cu curentul său i_2 circulând în sus (opus lui i_1) prin jumătatea de jos a transformatorului T_2 , inducând o semialternanță negativă prin secundar. Transformatorul de ieșire cu priză combină astfel cele două jumătăți de ciclu pentru a forma un ciclu complet. TR_1 și TR_2 sunt configurate cu emitor comun, având astfel o impedanță relativ mare de intrare. Deoarece impedanța de sarcină a unui etaj de ieșire este în general foarte mică, de exemplu un difuzor de $10\ \Omega$, se folosește de obicei un transformator de adaptare, T_2 .

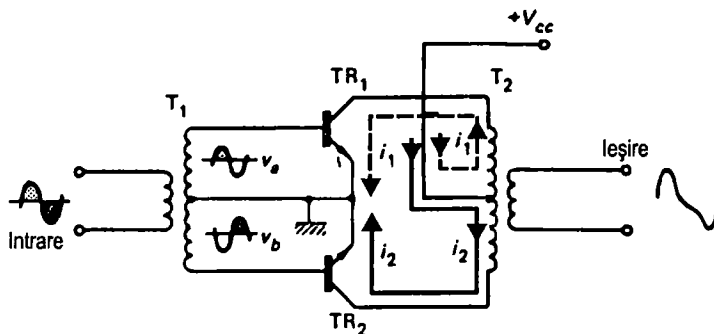


Figura 30.10 Amplificator în contratimp folosind două tranzistoare identice cu un transformator distribuitor de fază

Forma de undă produsă de amplificatorul în contratimp cu polarizarea în zero suferă de distorsiuni de racordare (*cross-over*) prezentate în figura 30.10. Acestea se datorează părții neliniare a caracteristicilor celor două tranzistoare. Ele apar atunci când un tranzistor încetează să conducă, iar celălalt începe să se deschidă. Pentru a elimina aceste distorsiuni de racordare, tranzistoarele sunt foarte puțin polarizate direct (între 0,1 V și 0,2 V, așa cum se vede în figura 30.11, unde R_1 - R_2 oferă un lanț de polarizare pentru ambele tranzistoare). Neliniaritățile celor două tranzistoare se anulează reciproc, producând un semnal de ieșire liniar.

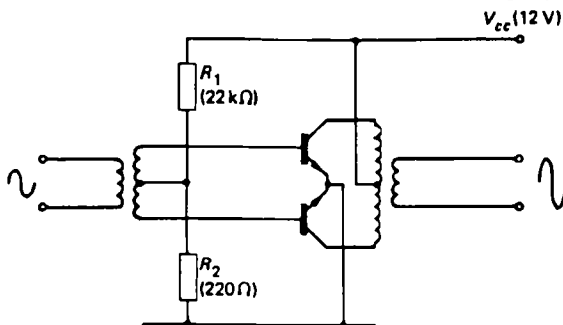


Figura 30.11 Lanț de polarizare R_1 - R_2 realizând o ușoară polarizare directă pentru a îndepărta distorsiunile de înjugare

Distribuitor de fază cu tranzistor

Figura 30.12 arată un distribuitor de fază folosind un tranzistor npn. R_3 și R_4 au valori egale pentru a furniza semnale sinusoidale egale și de semne opuse la cele două ieșiri luate din emitor și din colector. Pentru ieșiri nedistorsionate maxime, raportul R_1 : R_2 trebuie să fie între 2:1 și 3:1. Curenții tipici de polarizare statică sunt marcați în figură.

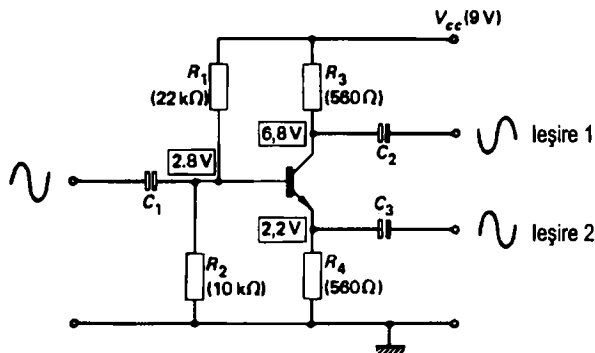


Figura 30.12 Distribuitor de fază cu tranzistor

Amplificator în contratimp cu tranzistoare complementare

Amplificatorul în contratimp complementar evită folosirea atât a unui distribuitor de fază la intrare cât și a unui transformator la ieșire. El folosește două tranzistoare simetrice, un npn și un pnp, numite pereche complementară. Se folosește faptul că partea pozitivă a semnalului deschide tranzistorul npn, iar partea negativă deschide tranzistorul pnp. Figura 30.13 arată circuitul de bază pentru amplificatorul complementar în contratimp. TR_1 și TR_2 sunt polarizate în clasă B (adică la limita de blocare). Se folosesc două surse de alimentare de c.c.: $+V_{cc}$ și $-V_{cc}$. Jumătatea pozitivă a ciclului de intrare deschide TR_1 și închide TR_2 . Curentul i_1 prin TR_1 curge din $+V_{cc}$ în jos, prin rezistența de sarcină R . Pentru jumătatea negativă a ciclului de intrare, conduce TR_2 cu curentul său i_2 intrând în sursa $-V_{cc}$, venind dinspre masă prin rezistența de sarcină R în sens opus lui i_1 . Astfel va apărea la ieșire o undă sinusoidală completă pe sarcină, corespunzând ambelor jumătăți ale ciclului. Ar trebui remarcat că, de vreme ce ieșirea este luată din emitoarele tranzistoarelor, TR_1 și TR_2 sunt cu colector comun, deci repetoare pe emitor.

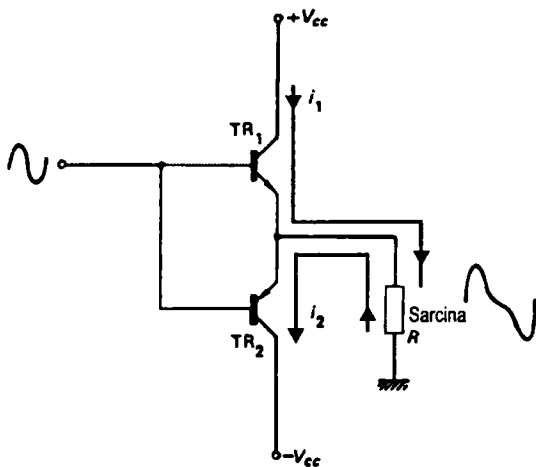


Figura 30.13 Circuitul de bază pentru amplificator în contratimp cu tranzistoare complementare

Figura 30.14 arată un circuit complet pentru un amplificator în contratimp complementar, împreună cu tranzistorul de atac (*driver*). Circuitul este acum modificat pentru a suporta o singură sursă de alimentare în c.c. TR_1 este tranzistorul driver polarizat în clasă A de divizorul $R_1 - R_2$. Când sursa de alimentare este pornită, TR_1 conduce normal. Condensatorul de cuplaj C_3 nu este încărcat încă. Prin urmare, punctul A, emitoarele lui TR_2 și TR_3 , se află la potențial zero. Totuși, în urma pornirii alimentării, bazele lui TR_2 și TR_3 ajung la un potențial pozitiv determinat de colectorul lui TR_1 . Această tensiune pozitivă deschide tranzistorul

TR_2 , TR_3 fiind tranzistor pnp, este închis. TR_2 conduce, așa cum se vede în figură, și curentul său i_2 îl încarcă pe C_3 .

Pe măsură ce condensatorul C_3 se încarcă, tensiunea în punctul A crește. Acest lucru continuă până când TR_2 se închide, ceea ce se întâmplă atunci când emitorul (punctul A) ajunge la același potențial cu baza. Dacă TR_1 este proiectat pentru a avea tensiunea de colector la $1/2$ din V_{cc} (4,5V), atunci TR_2 se închide de îndată ce punctul A ajunge la $1/2$ din V_{cc} . Circuitul rămâne echilibrat în acest mod cu $1/2$ din V_{cc} aplicat pe fiecare tranzistor. TR_2 și TR_3 sunt polarizate în blocare (clasă B) cu zero volți pe jonțiunea b-e.

Când se aplică un semnal de intrare, TR_1 conduce pe întregul ciclu, amplificând intrarea și furnizând comanda necesară pentru tranzistoarele de ieșire TR_2 și TR_3 . Perechea complementară amplifică apoi semnalul (în curent) așa cum a fost descris în circuitul de bază anterior.

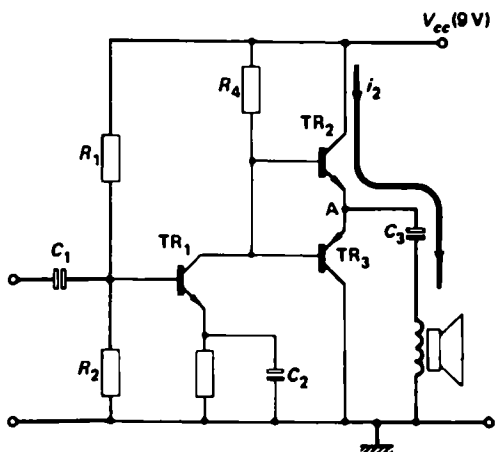


Figura 30.14 Amplificator complementar în contratimp folosind un divizor independent de polarizare pentru TR_1

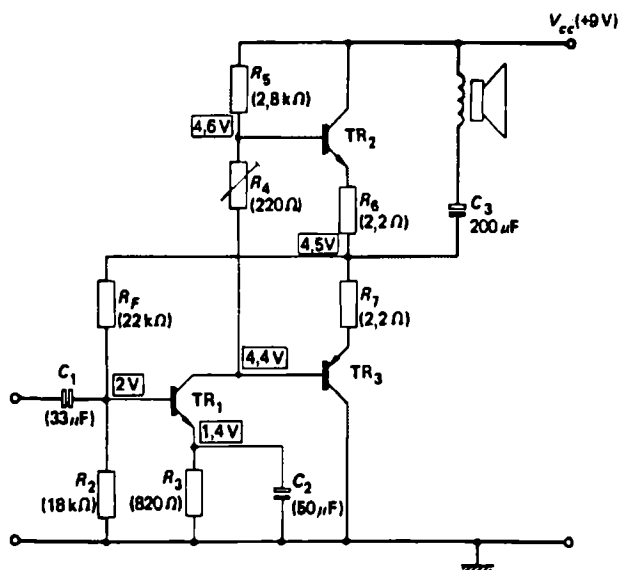


Figura 30.15 Un amplificator tipic de putere complementar în contratimp. TR_1 este polarizat prin rezistența de reacție R_F

Circuitul din figura 30.14 suferă de o instabilitate în c.c. Orice modificare a curentului lui TR_1 produce o modificare a condițiilor statice de polarizare a perechii complementare de ieșire, care poate duce la distorsiuni. Pentru a evita acest lucru, se folosește o reacție

negativă de c.c., pentru a polariza pe TR_1 , așa cum se vede în figura 30.15. Tensiunea de c.c. în punctul A ($1/2$ din V_{cc}) este adusă înapoi în baza lui TR_1 printr-o rezistență R_F . În acest circuit difuzorul de sarcină este conectat la sursa de alimentare (V_{cc}) prin condensatorul de cuplaj C_3 . De remarcat că de data aceasta curentul de încărcare al lui C_3 este dat de TR_3 , în timp ce TR_2 îl descarcă. În general, tranzistorul „în serie” cu condensatorul îl încarcă, iar cel „în paralel” cu condensatorul îl descarcă. R_4 oferă tranzistoarelor de ieșire o polarizare directă mică pentru a elimina distorsiunile de racordare. R_6 și R_7 sunt rezistențele de emitor pentru TR_2 și, respectiv, TR_3 . Ele realizează o stabilitate în c.c., ca și o mică reacție negativă de semnal pentru a îmbunătăți banda amplificatorului.

Amplificatoare de c.c.

În amplificatoarele de curent continuu se folosește cuplajul direct, așa cum se vede în figura 30.16. Tensiunea de bază a lui TR_2 este cuplată direct la colectorul lui TR_1 . Punctul static (fără semnal) al lui TR_2 este astfel determinat de etajul precedent. Absența condensatorului de cuplaj face amplificatorul de c.c. foarte folositor pentru semnale de frecvență foarte joasă.

Amplificatoarele de c.c. suferă din cauza fenomenului numit **drift**, care se referă la deplasarea punctului static de funcționare din cauza variațiilor de temperatură. Pentru a elimina efectul de drift, se pot folosi termistoare sau alte componente sensibile la variațiile de temperatură, așa cum se vede în figura 30.16.

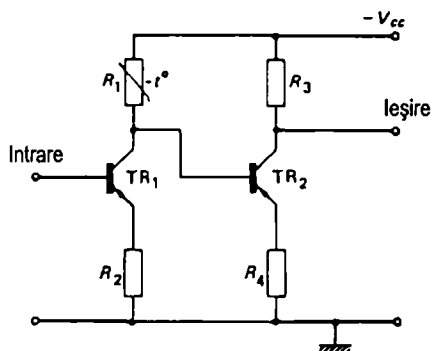


Figura 30.16 Amplificator cu cuplaj direct (c.c.)

Reacția în amplificatoare

Figura 30.17 arată un sistem de reacție prin care o parte din semnalul de la ieșire este adus înapoi la intrare. Tensiunea v_f este tensiunea de reacție care este adunată cu tensiunea de intrare v_i pentru a realiza tensiunea efectivă de intrare e_i . Rețeaua de reacție B transmite întregul semnal de ieșire sau numai o fracțiune β din el. Dacă tensiunea de ieșire este v_o , atunci tensiunea de reacție este

$$v_f = \beta \times v_o.$$

Intrarea totală în amplificator va fi $e_i = v_i + v_f = v_i + \beta v_o$. Prin urmare, amplificarea cu reacție va fi

$$G_f = \frac{v_o}{v_i} = \frac{v_o}{e_i + \beta v_o}.$$

Pentru reacție negativă, unde tensiunea de reacție este în antifază cu intrarea și se scade din tensiunea de intrare, $e_i = v_i - v_f$, amplificarea totală rezultă mai mică decât în absența reacției.

Pentru reacție pozitivă, unde tensiunea de reacție este în fază cu intrarea, $e_i = v_i + v_o$, amplificarea rezultă mai mare decât fără reacție.

Folosind valorile date în figura 30.17 și presupunând reacția negativă, se pot face următoarele calcule:

intrarea efectivă este $i_{in} = 10 \text{ mV} - 2 \text{ mV} = 8 \text{ mV}$.

Fiind dată o amplificarea fără reacție $G = 100$, atunci

tensiunea de ieșire este $v_o = 8 \times 100 \text{ mV} = 800 \text{ mV}$.

Prin urmare, câștigul total (cu reacție) este

$$G = v_o / e_{in} = 800 / 10 = 80.$$

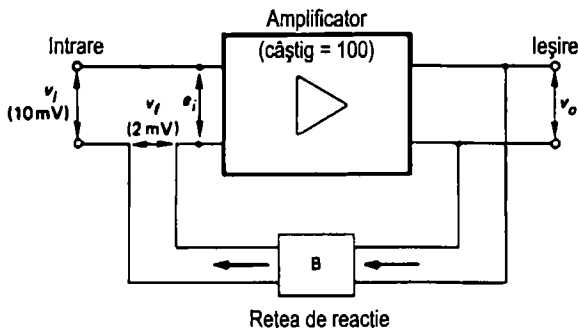


Figura 30.17 Reacția în amplificatoare

Coeficientul de reacție este

$$\beta = \frac{v_f}{v_o} = \frac{2}{800} = \frac{1}{400} = 0,0025 \text{ sau } 0,25 \%$$

Tabelul 30.1 Comparatie între reacția pozitivă și negativă

Reacția pozitivă	Reacția negativă
1 Câștig mare	1 Câștig mic
2 Bandă îngustă	2 Bandă largă
3 Răspuns abrupt în frecvență	3 Răspuns plat în frecvență
4 Impedanță de intrare mică	4 Impedanță de intrare mare
5 Impedanță de ieșire mare	5 Impedanță de ieșire mică
6 Introduce instabilitate atât în c.a. (de aici posibilitatea apariției oscilațiilor) cât și în c.c. (condiții instabile de polarizare)	6 Îmbunătățește stabilitatea atât în c.c. cât și în c.a.
7 Folosită în oscilatoare	7 Folosită frecvent pentru a îmbunătăți stabilitatea și pentru a lărgi banda

Reacția se mai poate clasifica în reacție de curent sau de tensiune. *Reacția de curent* se realizează atunci când tensiunea de reacție este proporțională cu curentul de ieșire, de

exemplu datorită lui R_4 în figura 30.18. Când tensiunea de reacție este proporțională cu tensiunea de ieșire, avem o *reacție de tensiune*, de exemplu cea realizată de $C_2 - R_3$ în figura 30.18.

Amplificatoare de radio-frecvență (RF)

La frecvențele radio, de exemplu FIF (VHF) sau UIF (UHF), efectul capacităților dintre electrozi, mai ales dintre colector și bază, devine foarte evident. Pentru a depăși această problemă se folosește configurația în bază comună. Totuși, această configurație are o impedanță de intrare redusă, care încarcă etajul precedent. Pentru a compensa acest lucru se folosesc două metode. Prima este de a folosi un amplificator cu emitor comun cu un circuit de neutralizare. Acest circuit anulează sau neutralizează efectul de reacție negativă al capacității parazite b-c prin introducerea altei bucle de reacție în opoziție cu cea de dinainte.

A doua metodă este de a folosi un amplificator cu emitor comun în cascadă cu un amplificator cu bază comună (figura 30.19). TR_1 este amplificatorul cu emitor comun și TR_2 este amplificatorul cu bază comună. Intrarea alimentează baza lui TR_1 care are emitorul decuplat la masă de către C_3 . Ieșirea lui TR_1 , colectorul, livrează semnalul emitorului lui TR_2 , care are baza decuplată la masă prin C_1 . Polarizarea lui TR_1 și TR_2 este realizată prin divizorul $R_1 - R_2 - R_3$.

Hi - Fi

Hi - Fi înseamnă fidelitate înaltă (*High Fidelity*), un termen aplicat echipamentelor care produc sunete și care reproduc cu mare fidelitate semnalul audio original, cu alte cuvinte realizează o redare de mare calitate. Sistemele Hi-Fi trebuie deci să aibă o bandă largă AF, de 40 Hz - 16 kHz, cu zgomot mic și distorsiuni reduse.

Controlul de ton

Funcția circuitului de control al tonului este de a extinde sau de a reduce (adică a remodela) curba de răspuns în frecvență a amplificatorului cu un control *bass* care afectează frecvențele joase și un control *treble* care afectează frecvențele înalte. Circuitele de con-

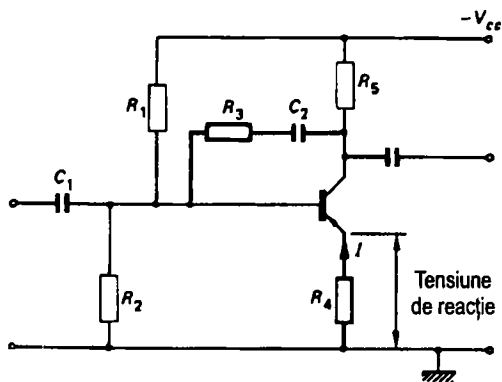


Figura 30.18 Amplificator cu emitor comun, la care R_4 realizează o reacție de curent, iar $C_2 - R_3$ realizează o reacție de tensiune

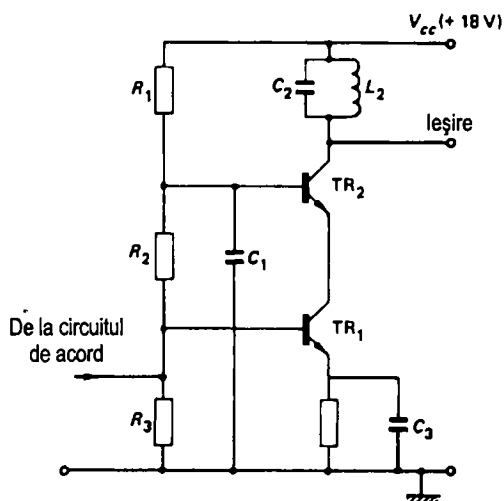


Figura 30.19 Amplificator cascadă

trol al tonului sunt foarte variate, de la un simplu condensator în serie cu o rezistență până la configurații foarte complexe care folosesc reacții. Figura 30.20 prezintă un circuit de ton de bass pentru frecvențe joase și treble pentru frecvențele înalte. $VR_1 - C_1$ realizează o impedanță paralel pe semnalul de intrare AF. Deoarece reactanța lui C_1 este mică la frecvențe înalte, impedanța paralel atenuează frecvențele înalte într-o măsură determinată de poziția lui VR_1 . Grupul $VR_2 - C_2$ realizează o impedanță serie cu semnalul. C_2 are o reactanță mare la frecvențe joase, atenuând aceste frecvențe într-o măsură determinată de poziția lui VR_2 .

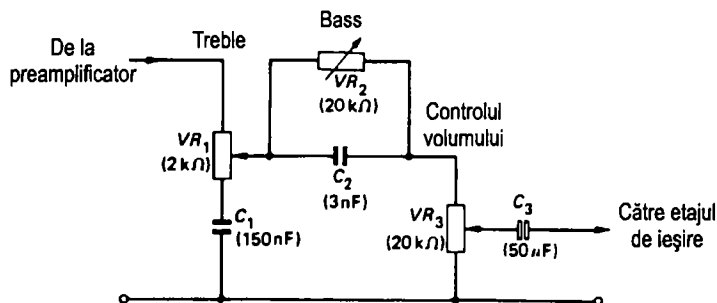


Figura 30.20 Circuit de control al tonului

Difuzoare

Un difuzor este un traductor care convertește energia electrică în energie acustică sau de sunet. Unul dintre factorii care determină alegerea unui difuzor este răspunsul său în frecvență, adică plaja de frecvențe pe care poate să le reproducă. Dacă plaja de frecvențe a unui difuzor nu este suficient de largă, atunci se pot folosi două difuzoare, unul cu răspuns bun la frecvențe joase și unul cu răspuns bun la frecvențe înalte. Figura 30.21 prezintă o combinație posibilă folosind o rețea în paralel pentru a divide plaja frecvențelor de intrare. Ea constă dintr-un filtru trece jos $L_1 - C_1$ alimentând difuzorul de joase (numit *woofer*) și un filtru trece sus $L_2 - C_2$ alimentând difuzorul de înalte (numit *tweeter*).

Alți factori care determină alegerea difuzoarelor sunt puterea de ieșire, eficiența și impedanța, din motive de adaptare.

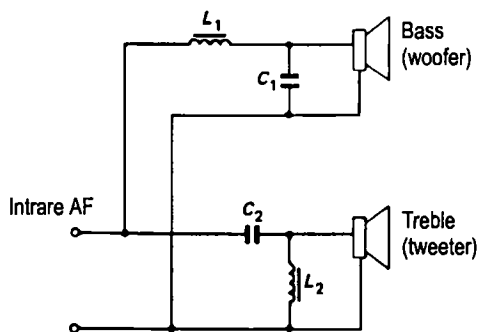


Figura 30.21 Rețea paralel alimentând difuzoarele de frecvențe joase și înalte

Amplificatoarele considerate până aici au fost realizate din componente discrete, cum ar fi tranzistoare, diode, rezistențe. Cu un circuit integrat, toate componentele discrete necesare pot fi incluse într-o singură capsulă de CI (circuit integrat). Un astfel de amplificator este numit amplificator operațional. Proiectat inițial pentru a realiza anumite operații matematice, de unde și numele, amplificatorul operațional poate fi folosit într-o mulțime de aplicații.

Amplificatorul operațional este un amplificator ideal, cu o amplificare infinită, bandă infinită și un răspuns în frecvență perfect plat, impedanță de intrare infinită și impedanță de ieșire zero, fără drift cu temperatura. În practică, un amplificator operațional are următoarele proprietăți:

- câștig foarte mare (peste 50 000);
- bandă foarte mare și răspuns foarte plat în frecvență;
- impedanță mare de intrare;
- impedanță mică de ieșire;
- drift cu temperatura foarte mic.

Figura 31.1 arată simbolul unui amplificator operațional. El are două terminale de intrare: o intrare inversoare (−) care produce o ieșire în antifază cu intrarea și o intrare ne-inversoare (+) care produce o ieșire în fază cu intrarea.

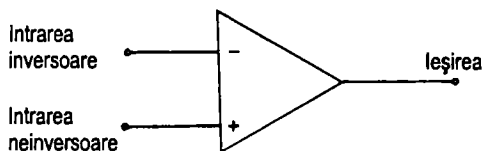


Figura 31.1

Aplicații

Există o mulțime de aplicații ale amplificatorului operațional, printre care inversorul, amplificatorul ne-inversor, repetor de tensiune, amplificatorul sumator, amplificatorul integrator, amplificatorul diferențial și comparatorul. Pentru a determina aplicația specifică, se conectează diferite componente externe amplificatorului operațional. Vom considera în continuare câteva dintre aceste aplicații.

Amplificatorul inversor

Figura 31.2 arată un amplificator operațional conectat ca un inversor.

Cu un câștig aproape infinit, amplificatorul operațional are nevoie de un semnal de intrare foarte mic pentru a produce un semnal de ieșire. Punctul P, pinul de intrare inversoare, este prin

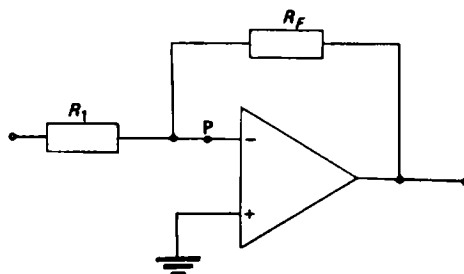


Figura 31.2

urmare masă virtuală, adică de potențial aproape zero. Pentru a reduce câștigul amplificatorului până la nivelul dorit, se introduce o reacție negativă foarte mare prin rezistența de reacție R_F . Se poate demonstra că pentru inversorul din figura 31.2, câștigul este

$$G = -R_F/R_1.$$

Semnul minus semnifică funcția de inversare.

EXEMPLU

Pentru o intrare de 50 mV și date fiind $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$ și $R_F = 2,2 \text{ k}\Omega$, calculați câștigul și tensiunea de ieșire.

Soluție

Câștigul este $G = -R_F/R_1 = -2,2 \text{ k}\Omega/1 \text{ k}\Omega = -2,2$.

Semnalul de ieșire = câștigul \times semnalul de intrare = $-2,2 \times 50 \text{ mV} = -110 \text{ mV}$.

Amplificatorul sumator

Amplificatorul sumator (figura 31.3) realizează o tensiune de ieșire care este proporțională cu suma tensiunilor de intrare V_1 și V_2 . Pentru semnalul V_1 amplificarea este $-R_F/R_1$. Pentru intrarea V_2 amplificarea este $-R_F/R_2$.

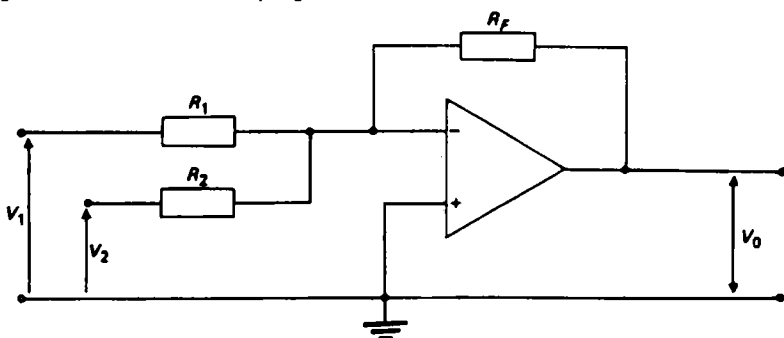


Figura 31.3

De exemplu, dacă $R_F = R_1 = R_2 = 5 \text{ k}\Omega$, atunci câștigul pentru ambele intrări va fi $-5 \text{ k}\Omega/5 \text{ k}\Omega = -1$. Date fiind $V_1 = +1 \text{ V}$ și $V_2 = +2 \text{ V}$, obținem la ieșire un nivel datorat lui V_1 de $1 \times (-1) = -1 \text{ V}$ și o ieșire datorată lui V_2 de $2 \times (-1) = -2 \text{ V}$. Prin urmare, ieșirea totală va fi $V_o = -1 - 2 = -3 \text{ V}$.

EXEMPLUL 1

Amplificatorul operațional prezentat în figura 31.4 are la intrări $V_1 = 20 \text{ mV}$ și $V_2 = -10 \text{ mV}$. Calculați V_o .

Soluție

Ieșirea datorată lui V_1 este $-5 \times 20 / 1 = -100 \text{ mV}$

Ieșirea datorată lui V_2 este $-5 \times (-10) / 5 = +10 \text{ mV}$

Prin urmare, ieșirea totală este $V_o = -100 \text{ mV} + 10 \text{ mV} = -90 \text{ mV}$.

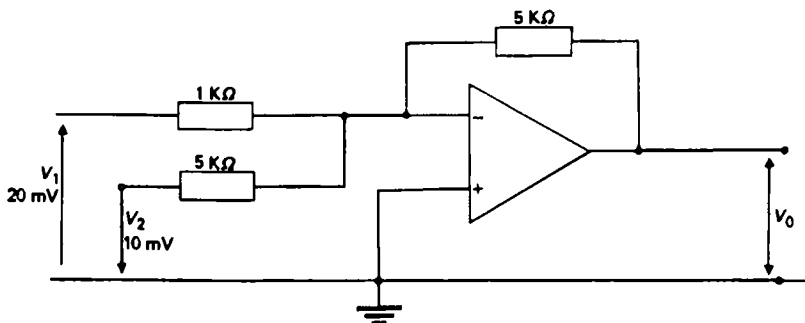


Figura 31.4

Repetorul de tensiune

În acest caz, amplificatorul operațional are o reacție negativă de 100 % (Figura 31.5), realizând un câștig unitar. De remarcat că intrarea și ieșirea sunt în fază.

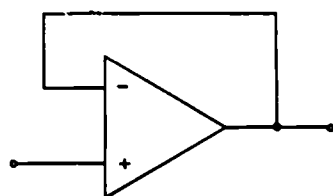


Figura 31.5

Offset

Pentru o intrare zero, un amplificator operațional ideal are o ieșire zero. În practică, acesta nu se întâmplă și apare o ieșire diferită de zero (tensiune și curent) chiar dacă intrarea este zero. Pentru a compensa acest lucru, se introduc tensiuni și curenți de offset, de valori și polarități astfel încât să se realizeze o ieșire nulă atunci când nu există semnal de intrare (intrare zero).

Introducerea unui curent de offset se face de obicei prin adăugarea unei rezistențe R_2 la intrarea neînversoare, așa cum se vede în figura 31.6. Pentru condiții optime de funcționare, trebuie ca

$$R_2 = R_F R_1 / (R_F + R_1).$$

În mod normal, cu un câștig mai mare decât 4, R_2 se face egală cu R_1 . Introducerea lui R_2 nu modifică amplificarea inverterului, care este $-R_F/R_1$.

Pentru capsulele de circuite integrate sunt prevăzute conexiuni pentru offset (*Offset Null Connections*), așa cum se va vedea mai târziu.

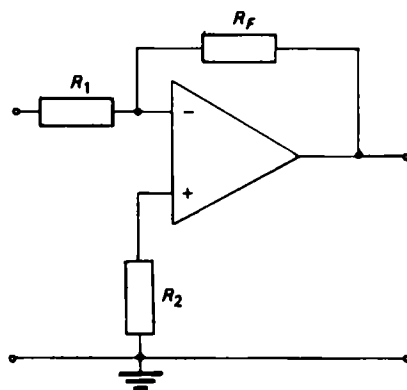


Figura 31.6

Amplificatorul neînversor

În acest caz, semnalul de intrare este adus pe intrarea neînversoare, așa cum se vede în figura 31.7.

$$\text{Câștigul} = (R_1 + R_F) / R_1 = 1 + R_F / R_1.$$

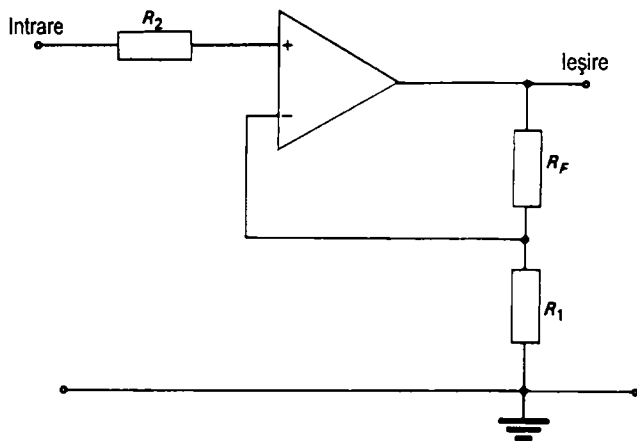


Figura 31.7

Amplificator integrator

Figura 31.8 arată un amplificator operațional conectat ca integrator. Componenta care realizează reacția este, în acest caz, condensatorul C_1 . Cu un semnal treaptă la intrare, ieșirea este o rampă de polaritate opusă intrării, așa cum se poate vedea în figura 31.9. Panta semnalului de ieșire este determinată de constanta de timp $C_1 R_1$, ca și de nivelul treptei de la intrare.

Panta semnalului de ieșire = $-V_1/(C_1 R_1)$ (volți/sec),

unde V_1 este tensiunea de intrare. Semnul negativ semnifică funcția de inversare.

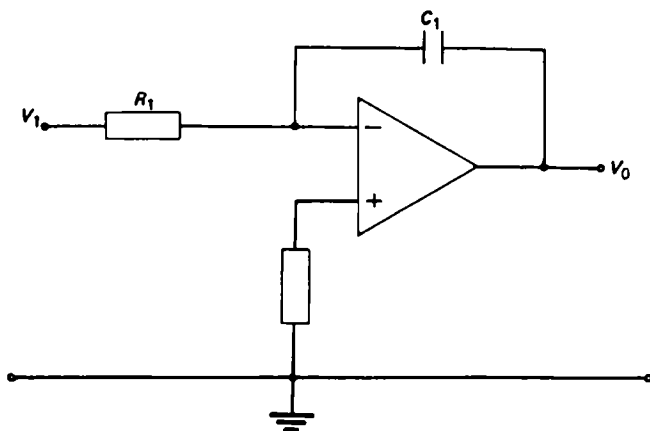


Figura 31.8

EXEMPLUL 2

- Date fiind $C_1 = 1 \mu\text{F}$, $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$ și $V_1 = 3 \text{ V}$, calculați panta semnalului de ieșire.
- Desenați graficul pantei de ieșire.

Soluție

Înainte de a calcula panta semnalului de ieșire este util să calculăm constanta de timp a circuitului.

$$\text{Constanta de timp} = C_1 R_1 = 1 \times 10^{-6} \times 1 \times 10^3 = 10^{-3} \text{ s} = 1 \text{ ms.}$$

Viteza de variație a semnalului de ieșire este

$$-V_i / C_1 R_1 = -3 \text{ V} / 1 \text{ ms} = -3 \text{ V/ms}$$

Aceasta înseamnă că semnalul de ieșire se va modifica la fiecare 1 ms cu -3 V . Presupunând că C_1 este complet descărcat înainte de a aplica semnalul de intrare, atunci după 0,5 ms ieșirea este $-1,5 \text{ V}$; după 1 ms este -3 V ; după 1,5 ms este $-4,5 \text{ V}$ și așa mai departe. Este interesant de observat că valoarea constantei de timp $C_1 R_1$ a amplificatorului integrator este timpul necesar pentru ca semnalul de ieșire să crească de la zero la valoarea intrării.

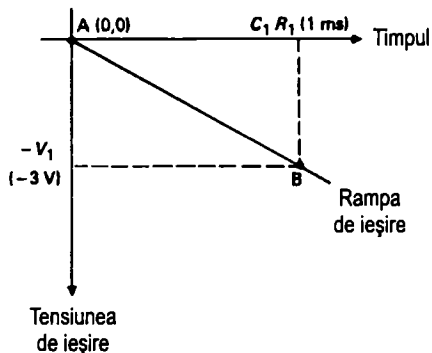


Figura 31.9

Pentru a desena un grafic al pantei de ieșire, sunt necesare două puncte. Cele mai potrivite sunt punctele A și B din figura 31.10. Punctul A este cel în care ieșirea este în 0 V la momentul $t = 0$. Punctul B este acolo unde tensiunea de ieșire $V_o = -$ tensiunea de intrare la momentul $t = \text{constanta de timp } C_1 R_1$. Unind cele două puncte A și B cu o dreaptă, se obține graficul semnalului rampă de ieșire. În exemplul nostru anterior, A are coordonatele $(0; 0)$, iar B are coordonatele $(-3 \text{ V}; 1 \text{ ms})$.

Pentru un semnal de intrare dreptunghiular, arătat în figura 31.11, ieșirea are forma de undă prezentată.

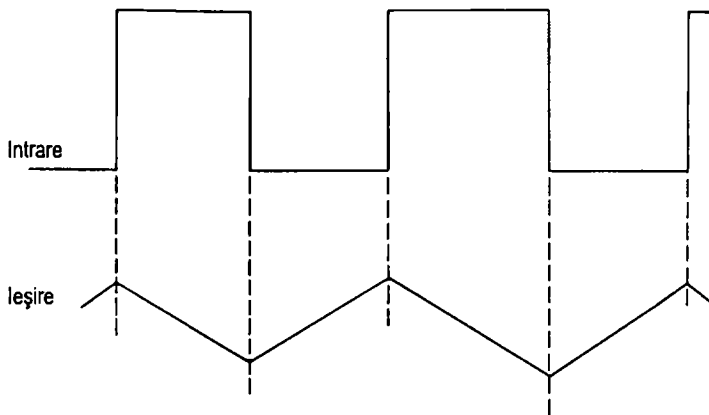


Figura 31.11

Câștigul în curent alternativ

Un semnal sinusoidal la intrarea unui amplificator integrator determină la ieșire tot un semnal sinusoidal. În acest caz, amplificatorul integrator joacă rolul unui amplificator cu un câștig de c.a. determinat de $C_1 R_1$, ca și de frecvența semnalului de intrare.

Câștigul = reactanța condensatorului X_{C_1}/R_1 .

Dar $X_{C_1} = \frac{1}{2\pi f C_1}$, deci

$$\text{Câștigul} = \frac{1}{2\pi f C_1 R_1}.$$

Amplificatorul diferențial

Amplificatorul diferențial (figura 31.12) generează o ieșire care este proporțională cu diferența între două semnale de intrare, $V_1 - V_2$. Dacă $R_1 = R_2$,

ieșirea este $V_o = (V_1 - V_2) \times R_F/R_1$.

Configurația pinilor amplificatorului operațional 741

Figura 31.13 arată configurația celor 8 pini ai capsulei DIL (*Dual In Line*) ai amplificatorului operațional 741. Reglajul de zero al offsetului este realizat prin conectarea unei rezistențe variabile între pinii de *Offset Null* 1 și 5 (așa cum se vede în figura 31.14). Intrările inversoare și neinversoare sunt la pinii 2 și respectiv 3, în timp ce ieșirea este pe pinul 6. Pe pinul 7 se aplică o tensiune pozitivă (+15 V) și pe pinul 4 se aplică o tensiune egală dar de semn contrar (-15 V). Pinul 8 nu este folosit (NC – *No Connection*).

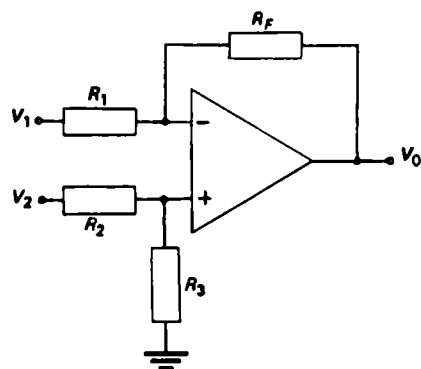


Figura 31.12

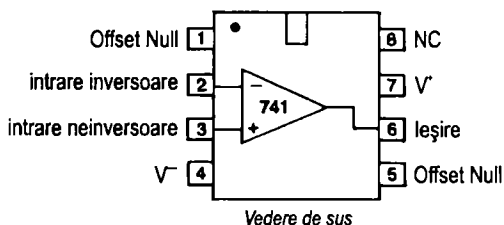


Figura 31.13

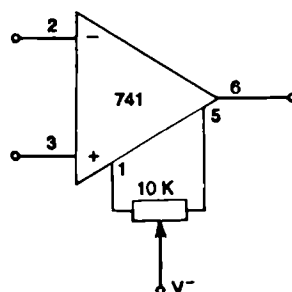


Figura 31.14

Compensarea în frecvență

În mod ideal, un amplificator operațional are o bandă infinită. În practică, totuși, amplificarea scade o dată cu creșterea frecvenței. Pentru a compensa această scădere, și prin aceasta pentru a se mări banda, unele capsule de circuite integrate permit o compensare în frecvență. La capsula amplificatorului operațional 748, pinii 1 și 8 sunt folosiți pentru acest scop (figura 31.15). Compensarea este obținută prin conectarea unui condensator C_1 , așa cum se vede în figura 31.15(b).

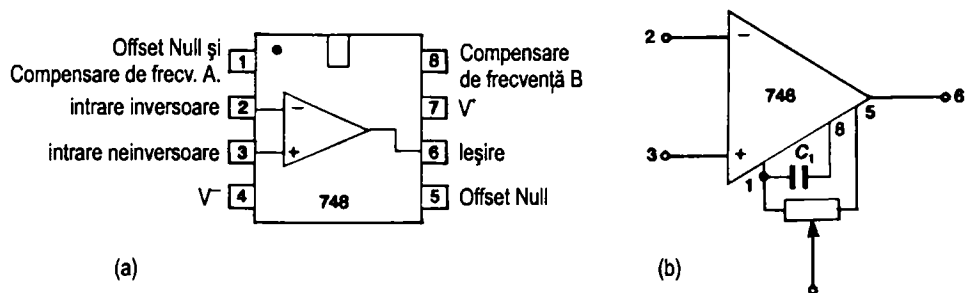


Figura 31.15

Multivibratorul constă din două tranzistoare (sau tuburi electronice), configurate astfel încât totdeauna unul este complet saturat, iar celălalt blocat. Prin urmare, multivibratorul are două stări distincte: TR_1 – deschis/ TR_2 – închis și TR_1 – închis/ TR_2 – deschis. Figura 32.1 arată schema de bază a unui circuit multivibrator în care z_1 și z_2 sunt două elemente de cuplaj care asigură o reacție pozitivă.

În funcție de elementul de reacție folosit, multivibratoarele se pot clasifica în trei tipuri:

1. **Bistabilul** este un circuit care poate rămâne stabil în oricare dintre cele două stări. Un impuls extern determină trecerea lui dintr-o stare în cealaltă. Apoi el rămâne stabil în starea respectivă până la sosirea unui alt impuls la intrare, care declanșează (*trigger*) schimbarea stării.
2. **Monostabilul** are o singură stare permanentă. Dacă este comandat de un impuls exterior (de intrare), el trece în starea cealaltă și rămâne în această a doua stare pentru un timp determinat de constanta de timp a elementelor de reacție, după care revine singur la starea inițială, stabilă.
3. **Astabilul** este un oscilator liber care nu are nici o stare stabilă. El trece tot timpul dintr-o stare în cealaltă și înapoi, continuu.

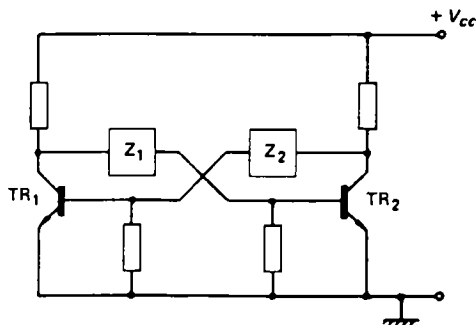


Figura 32.1 Schema de bază a unui multivibrator

Circuitul bistabil

Dacă analizăm figura 32.2, atunci când este conectată sursa de alimentare, datorită toleranțelor componentelor etc., un tranzistor va tinde să conducă mai mult decât celălalt. Oricât de mică ar fi diferența dintre curenții tranzistoarelor, ea este suficientă pentru a determina starea în care bistabilul se va stabili.

Să presupunem că TR_2 începe să conducă mai mult decât TR_1 . Tensiunea de colector a lui TR_2 scade, determinând scăderea tensiunii de bază a lui TR_1 , curentul de bază al lui TR_1 scade, tensiunea de colector a lui TR_2 crește provocând urcarea tensiunii în baza lui TR_2 față de emitor. Curentul lui TR_2 crește și mai mult și tot așa până când TR_2 este complet deschis (saturat) și TR_1 este complet închis (blocat). În această stare, TR_1 fiind blocat are colectorul la tensiunea V_{cc} (+10 V), în timp ce TR_2 fiind la saturație are colectorul la zero volți. Tensiunea în baza lui TR_1 este determinată de lanțul de rezistențe $R_3 - R_5$. Așa cum se arată în figura 32.2(b), baza este ținută la un potențial negativ de sursa de alimentare negativă $-V_{BB}$ care menține pe TR_1 blocat. Tensiunea în baza lui TR_2 este determinată de lanțul de rezistențe $R_2 - R_6$. Așa cum se vede în figura 32.2(c) baza lui TR_2 are o tensiune

pozitivă, asigurând polarizarea necesară lui TR_2 . Bistabilul va rămâne deci în această stare permanent, dacă nu apare un impuls extern. El ar putea la fel de bine să rămână stabil în cealaltă stare dacă TR_1 ar începe să conducă înaintea lui TR_2 la cuplarea alimentării.

Pentru a evita folosirea unei surse separate de c.c. negative, se folosește circuitul din figura 32.3 cu R_6 ca rezistență de emitor comună. În fiecare dintre stări, se dezvoltă o tensiune V_e pe R_6 datorată curentului prin tranzistorul deschis. Astfel, celei două emitoare sunt păstrate la o tensiune constantă V_e . Polarizarea inversă a tranzistorului blocat se obține acum prin asigurarea în bază a unui potențial mai mic decât V_e . Condensatoarele C_2 și C_3 se numesc **condensatoare de accelerare** (*speed-up*). Scopul lor este de a asigura o comutare mai rapidă dintr-o stare în alta.

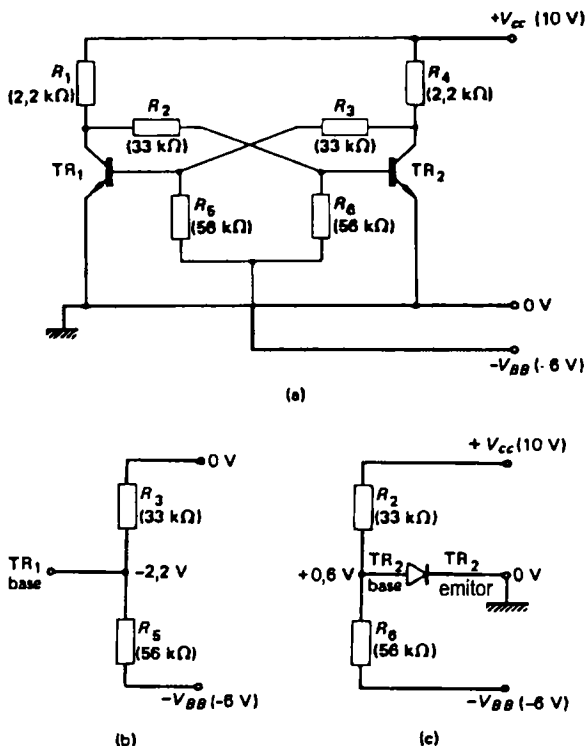


Figura 32.2 Circuit multivibrator bistabil (a) Circuit folosind două surse de c.c. separate, V_{cc} și $-V_{BB}$

Diode de direcționare

Pentru a schimba starea unui bistabil se aduce un impuls la intrare care închide tranzistorul deschis. Pentru a evita folosirea a două intrări separate, se folosesc diodele de direcționare D_1 și D_2 , ca în figura 32.3. Funcția acestor diode este de a ghida sau a direcționa

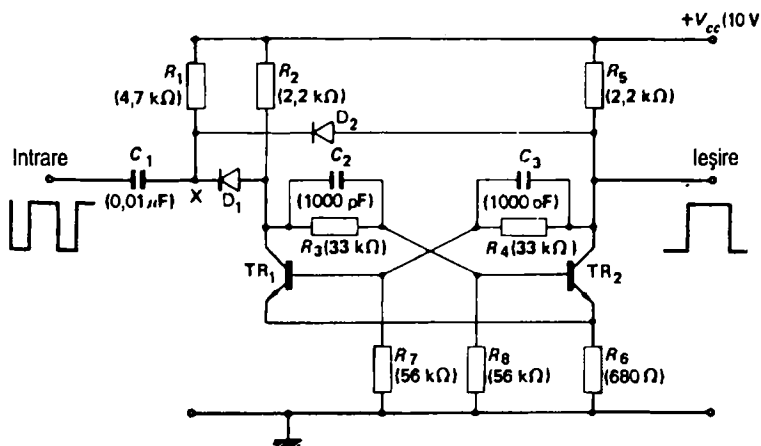


Figura 32.3 Multivibrator bistabil cu diodele de direcționare D_1 și D_2

impulsul de declanșare a comutării către baza tranzistorului potrivit. Dacă presupunem bistabilul în starea TR_1 -deschis/ TR_2 -închis, atunci punctul X, catodul comun al diodelor D_1 și D_2 are potențialul V_{cc} (10 V). Anodul lui D_1 este, de asemenea, la V_{cc} (10 V) D_1 fiind polarizată cu 0 V. Pe de altă parte, anodul lui D_2 fiind la potențialul emitorului (TR_2 fiind saturat), la aproximativ 1V, D_2 este polarizată invers cu -9 V.

Dacă se aplică acum un impuls negativ în punctul X, D_1 va conduce, transmițând impulsul prin R_3 către baza lui TR_2 , închizându-l. Când TR_2 se închide, TR_1 se deschide și bistabilul trece în starea complementară. Polarizarea diodelor de direcționare se inversează acum, D_1 având o polarizare negativă de -9 V. Un al doilea impuls va polariza invers D_2 , trecând prin R_4 către baza lui TR_1 , închizându-l și readucând bistabilul în starea inițială.

Dacă bistabilul continuă să comute dintr-o stare în alta, se poate obține o undă dreptunghiulară fie din colectorul lui TR_1 fie al lui TR_2 .

Figura 32.4 arată formele de undă de la intrarea și de la ieșirea bistabilului descris anterior. Semnalul dreptunghiular de la intrare este întâi derivat de grupul C_1 - R_1 . Vârfuluri negative produse astfel sunt folosite pentru a declanșa bistabilul, determinând semnalul de ieșire prezentat. Vârfuluri pozitive nu au nici un efect asupra circuitului, deoarece ambele diode vor fi polarizate invers. Ieșirea este un alt semnal dreptunghiular, având frecvența jumătate din cea a semnalului de intrare. De aceea, bistabilul se mai numește dispozitiv divizor cu doi (notat $\div 2$), folosit mult în numărătoare și în calculatoare.

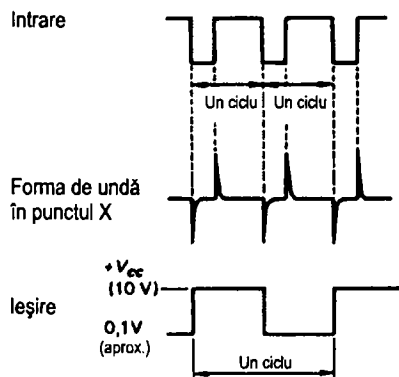


Figura 32.4 Semnalele de intrare și de ieșire pentru un multivibrator bistabil

Monostabilul

Bucula de reacție a unui monostabil (figura 32.5) conține o rețea R - C , R_2 - C_2 . La pornirea circuitului (alimentării) TR_2 , având baza conectată la V_{cc} prin R_2 , conduce puternic, blocându-l pe TR_1 . Sursa negativă de alimentare de c.c. $-V_{BB}$ asigură rămânerea lui TR_1 închis. Aceasta este starea stabilă a circuitului.

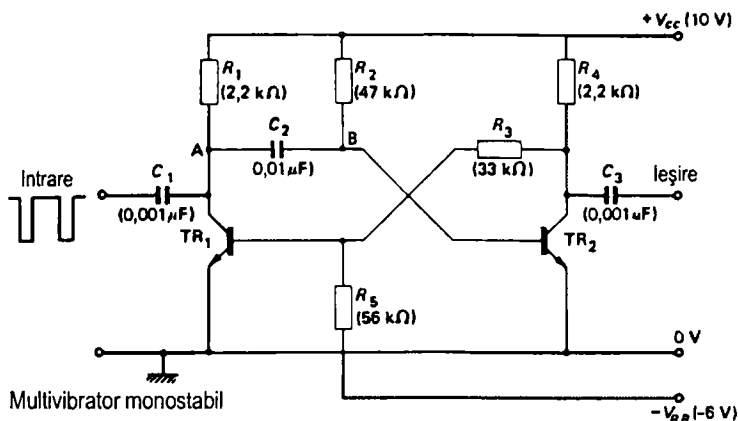


Figura 32.5 Multivibrator monostabil

Dacă se aplică acum un impuls negativ la intrare, frontul de frecvență mare va trece prin C_2 către baza lui TR_2 blocându-l. În mod similar cu bistabilul, TR_1 se va satura, iar TR_2 se va bloca. Colectorul lui TR_1 (punctul A) aflat anterior la $+10\text{ V}$ (V_{cc}) coboară brusc la zero volți, o cădere de tensiune care încarcă la -10 V condensatorul C_2 . Cu alte cuvinte, baza lui TR_2 (punctul B) este acum la -10 V menținând tranzistorul închis. Condensatorul C_2 începe să se descarce prin R_2 de la -10 V , încercând să se încarce până la $+10\text{ V}$. Potențialul negativ al punctului B începe să scadă treptat, cu o viteză determinată de constanta de timp C_2R_2 . Când punctul B trece de nivelul de zero (figura 32.6(b)) TR_2 începe să conducă, închizându-l pe TR_1 și monostabilul revine la starea sa inițială, așteptând un nou impuls de declanșare.

Semnalul de la ieșirea circuitului este un impuls de formă dreptunghiulară arătat în figura 32.6(c). Lungimea impulsului este determinată de perioada cât TR_2 rămâne blocat, adică de constanta de timp C_2R_2 . Circuitul din figura 32.5, de exemplu, dă o durată a impulsului de aprox. $350\text{ }\mu\text{s}$. Aceasta se poate modifica prin varerea valorii lui C_2 sau a lui R_2 sau a amândurora. De remarcat că în timp ce frecvența de ieșire este identică cu cea de la intrare, durata impulsurilor este diferită. Monostabilele se folosesc pentru a mări duratele impulsurilor și pentru a introduce unele întârzieri.

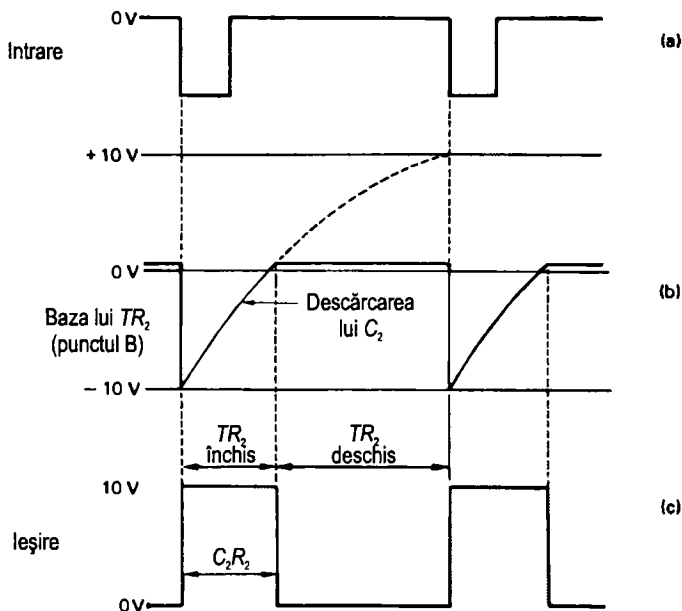


Figura 32.6 Forme de undă ale monostabilului

Astabilul

Figura 32.7 arată un multivibrator astabil. Bucla de reacție conține două circuite cu constantele de timp C_1R_1 și C_2R_2 . Când circuitul este alimentat, un tranzistor tinde să conducă mai mult decât celălalt. Datorită buclei de reacție, aceasta duce la starea în care un tranzistor este saturat, iar celălalt este blocat. Să presupunem că TR_1 este deschis și TR_2 închis, iar C_1 se încarcă până la $-V_{cc}$ menținând TR_2 închis. Condensatorul C_1 începe să se descarce prin R_1

încercând să se încarce spre $+V_{cc}$, ca și în cazul monostabilului. Când potențialul punctului comun al joncțiunii C_1-R_1 (baza lui TR_2) trece prin zero, TR_2 se deschide și îl închide pe TR_1 . Condensatorul C_2 se încarcă acum în sens negativ păstrându-l pe TR_1 închis. Cum C_2 se descarcă prin R_2 , îl deschide pe TR_1 și așa mai departe. Circuitul oscilează și produce semnale dreptunghiulare în colectoarele ambelor tranzistoare. Factorul de umplere este determinat de constantele de timp ale circuitului, C_1R_1 și C_2R_2 .

Figura 32.8 arată ieșirile din colectoarele fiecărui tranzistor. Pentru factori de umplere egali, C_1R_1 și C_2R_2 trebuie să fie egale. De remarcat că, la fel ca și în cazul monostabilului, constanta de timp a circuitului CR din baza tranzistorului determină perioada cât tranzistorul rămâne închis.

Circuitul timer 555

Circuitul *timer* (temporizator) 555 (figura 32.9) este un circuit integrat foarte versatil la un preț scăzut, care a fost proiectat special pentru aplicații care necesită temporizări foarte precise, dar care poate fi folosit, de asemenea, în monostabile, astabile și aplicații de activare pe frontul semnalului (*trigger*).

Când este folosit ca timer, circuitul integrat 555 realizează perioade de timp foarte precise care pot fi reglate de la câteva microsecunde până la câteva sute de secunde. Perioada de temporizare este controlată de o singură rețea RC și este virtual independentă de tensiunea de alimentare în c.c. Perioada de temporizare poate fi declanșată printr-un impuls pe intrarea TRIGGER de pe pinul 2 și poate fi întreruptă printr-un impuls pe intrarea RESET de pe pinul 4.

Un circuit de bază de temporizator este arătat în figura 32.10, în care C_1R_1 este rețeaua de temporizare. Perioada de temporizare este inițiată prin închiderea contactului S_1 care aduce pinul 2 la 0 V declanșând astfel circuitul integrat. Condensatorul C_1 începe să se încarce prin rezistența R_1 și ieșirea de la pinul 3 urcă la o tensiune pozitivă. După o perioadă de timp egală cu $1,1 \times$ constanta de timp C_1R_1 , ieșirea este resetată la 0V (figura 32.11). Perioada de temporizare poate fi întreruptă prin închiderea comutatorului S_2 de RESET

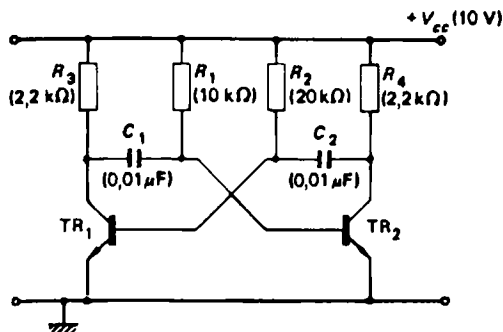


Figura 32.7 Multivibrator astabil

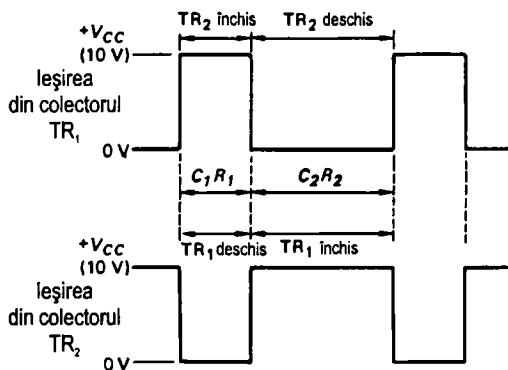


Figura 32.8 Ieșirile din colectoarele celor două tranzistoare ai astabilului din figura 32.7

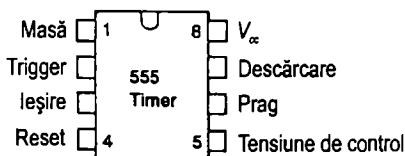


Figura 32.9

care duce pinul 4 în 0V. În condiții normale de funcționare, S_2 este deschis și pinul 4 este la V_{cc} .

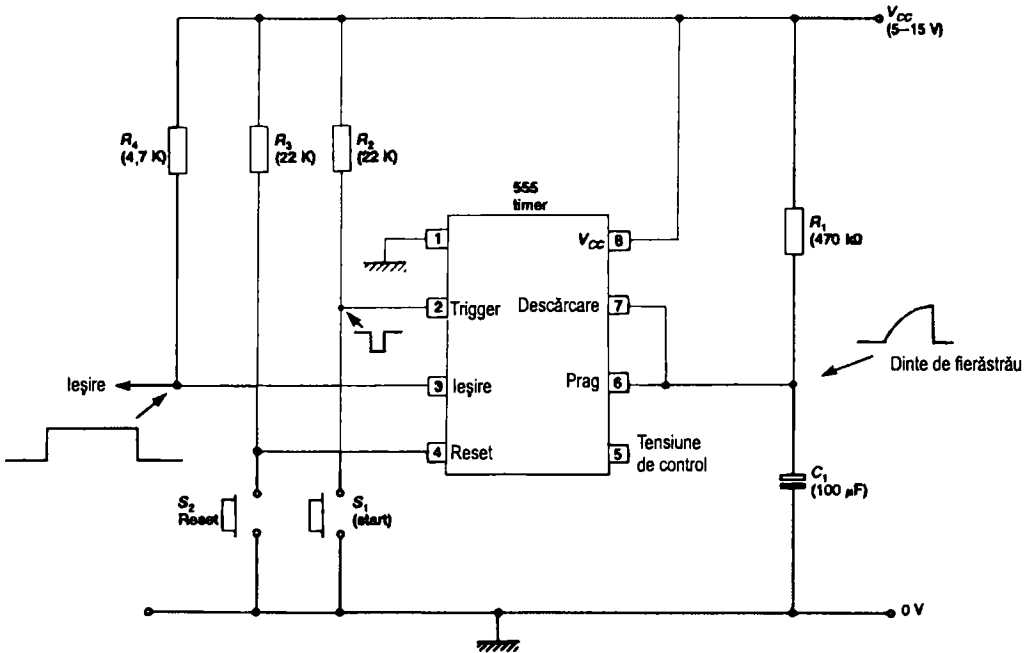


Figura 32.10

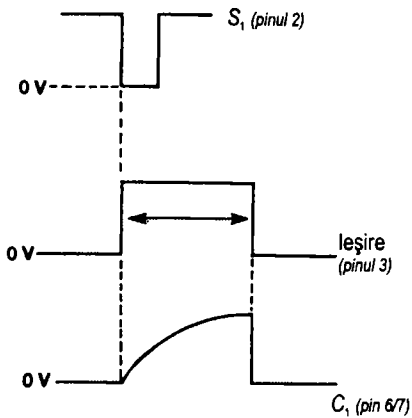


Figura 32.11

Oscilatorul este un amplificator cu o reacție pozitivă adecvată pentru a produce un semnal de ieșire fără a avea nevoie de un semnal extern de intrare. El convertește tensiunea de intrare de curent continuu în semnal de curent alternativ. Pentru a întreține oscilațiile sunt necesare două condiții esențiale:

- (a) reacția pozitivă;
- (b) o amplificare pe bucla de reacție mai mare decât unu.

Există două tipuri de oscilatoare: oscilatoare sinusoidale care produc semnale de ieșire sinusoidale și oscilatoare nesinusoidale, care se mai numesc și oscilatoare de relaxare sau multivibratoare, producând de obicei semnale dreptunghiulare.

Oscilatoare cu circuit acordat în colector

În figura 33.1, L_2 - C_2 este un circuit acordat pe care se dezvoltă ieșirea. O parte din semnalul de ieșire este adusă la intrare prin transformatorul de cuplaj L_2 - L_1 , în așa fel încât să fie în fază cu semnalul de intrare. Tranzistorul este configurat cu emitor comun, cu R_1 - R_2 asigurând polarizarea în clasă A. C_1 este un condensator de decuplare pentru R_2 . R_3 este rezistența normală de stabilizare cu C_3 , condensatorul ei de decuplare.

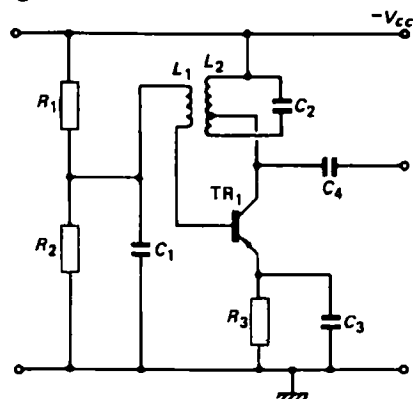


Figura 33.1 Oscilator cu acord în colector

Oscilatoare cu circuit acordat în bază

În figura 33.2, C_2 este un condensator de cuplaj care asigură o polarizare în clasă C pentru TR_1 . L_2 - C_1 este circuitul acordat. Reacția pozitivă este obținută prin C_3 și transformatorul T_1 .

Oscilatorul Hartley

Acest oscilator (figura 33.3) folosește un divizor inductiv L_1 pentru a realiza reacția necesară, care este adusă în emitor. Grupul C_2 - L_1 formează circuitul acordat.

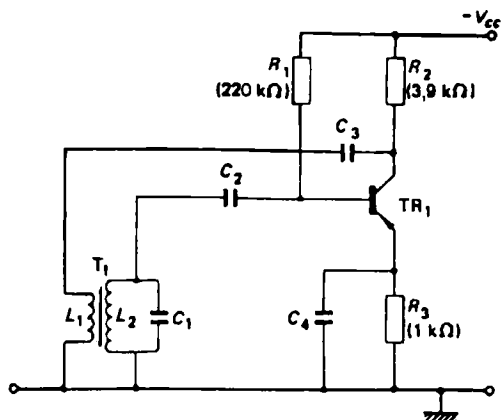


Figura 33.2 Oscilator cu circuit acordat în bază

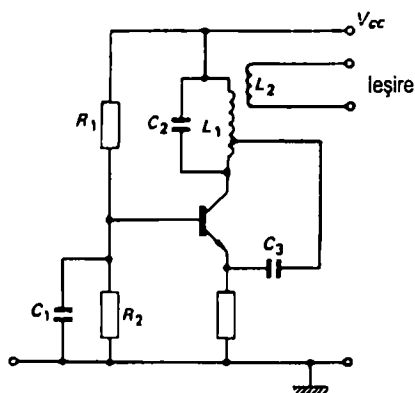


Figura 33.3 Oscilatorul Hartley

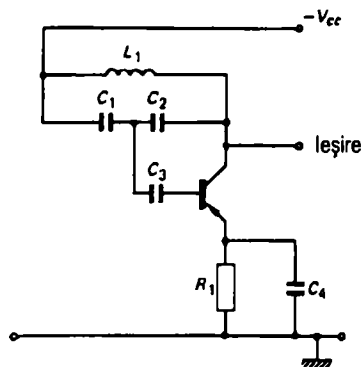


Figura 33.4 Oscilatorul Colpitts

Oscilatorul Colpitts

În acest caz este folosit un divizor capacitiv, ca în figura 33.4. Grupul C_1 - C_2 - L_1 formează un circuit acordat, cu C_3 asigurând o polarizare în clasă C.

Oscilatorul R-C sau cu rețea de defazare

Semnalele sinusoidale se mai pot produce folosind o rețea de reacție R-C potrivită, așa cum se vede în figura 33.5. R_1 - C_1 , R_2 - C_2 și R_3 - C_3 formează o rețea de defazare care la o anumită frecvență dată realizează o defazare cu 180° . Întrucât tranzistorul însuși realizează o defazare cu 180° , pe întreaga buclă se obține o defazare cu 360° . Reacția este, prin urmare, pozitivă. În mod normal, R_1 - C_1 , R_2 - C_2 și R_3 - C_3 sunt alese egale, fiecare asigurând o defazare de 60° . De remarcat că rețeaua R-C realizează defazarea de 180° numai la o anumită frecvență, determinată de valorile componentelor.

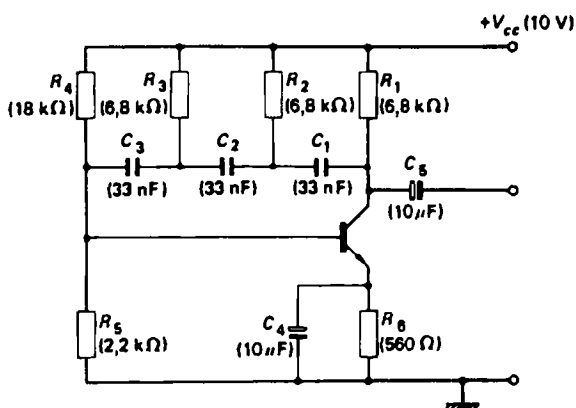


Figura 33.5 Oscilator cu rețea de defazare, R_1 - C_1 , R_2 - C_2 și R_3 - C_3 realizând o defazare cu 180°

Oscilatoare cu cristal de cuarț

O cerință foarte importantă a oscilatoarelor este stabilitatea frecvenței. Modificările frecvenței pot fi cauzate de modificările valorilor componentelor circuitului acordat, L sau C , sau de modificări ale parametrilor tranzistorului datorate variațiilor de temperatură. Stabilitatea frecvenței poate fi îmbunătățită prin alegerea potrivită a elementelor circuitului, inclusiv a tranzistorului. Pentru o stabilitate foarte bună se folosește un

cristal de cuarț, așa cum se vede în figura 33.6, unde frecvența de oscilație este determinată de cristal.

Totuși, se pot obține mici variații montând un condensator trimer C în paralel pe cristal. Oscilatoarele cu cristal se folosesc în receptoarele TV pentru a produce subpurtătoarea de 4,43 MHz cu o precizie de câțiva Hz.

Oscilatoarele UHF

Oscilatoarele la frecvențe foarte înalte (VHF) sau ultraînalte (UHF) sunt similare în ceea ce privește modul de funcționare cu alte oscilatoare. Totuși, datorită frecvenței atât de mari, valorile componentelor de acord L și C sunt foarte mici. Bobina poate avea o singură spirală de sârmă sau o simplă buclă de cupru. Condensatorul poate fi realizat cu o diodă varicap. Pentru a realiza circuitul acordat se folosesc adesea linii scurte de transmisie.

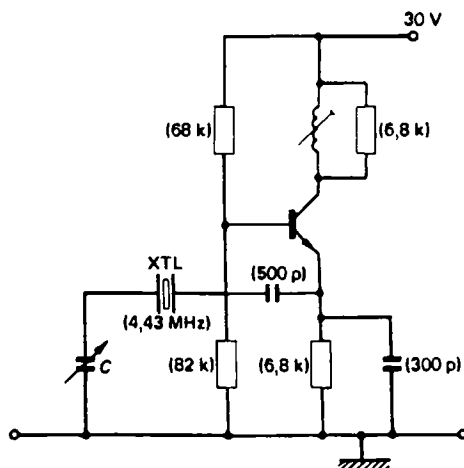


Figura 33.6 Oscilator cu cristal. Circuitul este folosit ca oscilator de referință pentru receptorul TV color TCE 3000. De remarcat că se folosește capacitatea internă a inductorului pentru acord. Condensatorul variabil C este de fapt un varicap (cu acordul Thorn Consumer Electronics)

Oscilatoare nesinusoidale

Cunoscute și sub numele de oscilatoare de relaxare, acestea produc la ieșire semnale dreptunghiulare sau impulsuri, prin comutarea unuia sau a două tranzistoare închis–deschis. Multivibratorul astabil este un astfel de exemplu, și a fost descris în capitolul anterior. Un alt exemplu este oscilatorul cu autoblocare.

Oscilatorul cu autoblocare

Acest tip folosește o reacție cuplată prin transformator din colector în bază (figura 33.7). Funcționarea circuitului se bazează pe faptul că, datorită cuplajului prin transformator, în bază este indusă o tensiune numai atunci când în colector apare o variație a curentului, adică o creștere sau o descreștere. Într-un caz reacția este pozitivă, în celălalt caz reacția este negativă. Când circuitul este alimentat, tranzistorul conduce și curentul de colector crește, producând astfel o tensiune de reacție în bază în așa fel încât tranzistorul să fie deschis și mai mult. Când se ajunge la saturație, curentul de colector încetează să crească, inducând o tensiune în bază care, de data aceasta, închide tranzistorul. Tranzistorul este menținut blocat de către

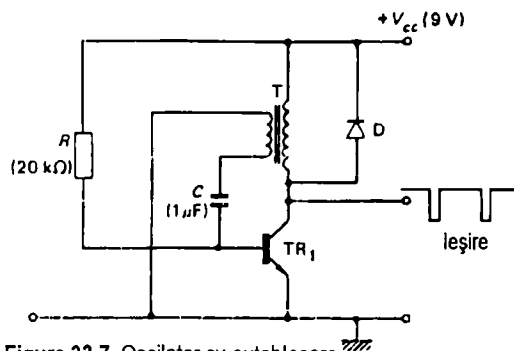


Figura 33.7 Oscilator cu autoblocare

sarcina negativă de pe condensatorul C , până când ultimul este suficient descărcat prin rezistența R pentru ca tranzistorul să fie din nou deschis și așa mai departe.

Semnalul de ieșire a oscilatorului cu autoblocare are o formă de undă de impulsuri scurte, așa cum se arată în figura 33.8. Durata impulsurilor este determinată de parametrii transformatorului, în timp ce intervalul dintre impulsuri este determinat de constanta de timp RC . Frecvența oscilatorului poate fi variată așadar prin modificarea valorii rezistenței R .

Înfășurarea secundară a transformatorului acționează ca sarcină în colector. Modificarea rapidă a curentului prin înfășurare atunci când tranzistorul se blochează determină formarea unei t.e.m. mari, care conduce la o supratensiune mare în colector o dată cu închiderea tranzistorului. Această supratensiune poate depăși valoarea maximă admisă pentru tranzistor, ceea ce poate duce la distrugerea acestuia. Pentru a proteja tranzistorul, se conectează o diodă de protecție D_o pe înfășurarea primară, așa cum se arată în figură. Dioda este în mod normal polarizată invers. Ea este polarizată direct numai atunci când tensiunea de colector tinde să depășească nivelul de c.c. al sursei V_{cc} . În acest fel, tensiunea de colector nu o poate depăși pe cea a sursei de alimentare.

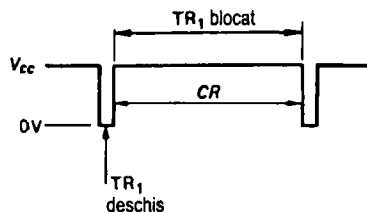


Figura 33.8 Ieșirea unui oscilator cu autoblocare

Oscilatorul cu tranzistor unijonctiune

Dispozitivele care au caracteristică de rezistență negativă se recomandă la utilizarea în oscilatoare. Figura 33.9 arată un oscilator care folosește un tranzistor unijonctiune. Tranzistorul unijonctiune este polarizat astfel încât să funcționeze în acea parte a caracteristicii în care curentul de ieșire crește o dată cu descrescerea tensiunii de ieșire, adică în zona de rezistență negativă. El se deschide și se închide continuu, fără nici o reacție. Ieșirea din baza 2 (b_2) este o succesiune de impulsuri. Se poate obține încă o ieșire din baza 1 (b_1), care este sub formă de impulsuri pozitive. Se poate obține și o ieșire în dinte de fierăstrău din emitor. Perioada semnalului este determinată de constanta de timp $C_1 R_1$.

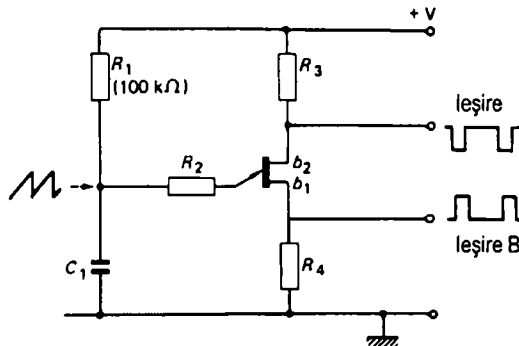


Figura 33.9 Oscilator cu tranzistor unijonctiune

Generatoare de semnal în dinte de fierăstrău

Figura 33.10 arată un generator de semnal în dinte de fierăstrău care folosește impulsuri ca semnal de intrare. Pentru perioada ciclului de intrare dintre A și B (figura 33.11) baza tranzistorului este la tensiune zero și tranzistorul este blocat. Condensatorul C_1 se încarcă uniform prin rezistența R_1 . Înainte ca C_1 să fie complet încărcat, apare frontul pozitiv BC,

care deschide tranzistorul TR_1 , descărcând condensatorul C_1 prin tranzistor, foarte rapid. Condensatorul rămâne descărcat pe durata impulsului de la C la D. Frontul negativ DE blochează tranzistorul și C_1 începe să se încarce din nou și așa mai departe.

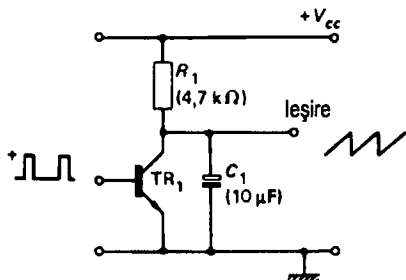


Figura 33.10 Realizarea unui semnal dinte de fierăstrău dintr-un semnal de impulsuri

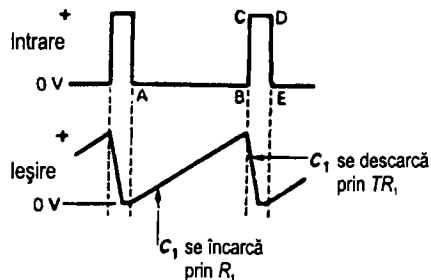
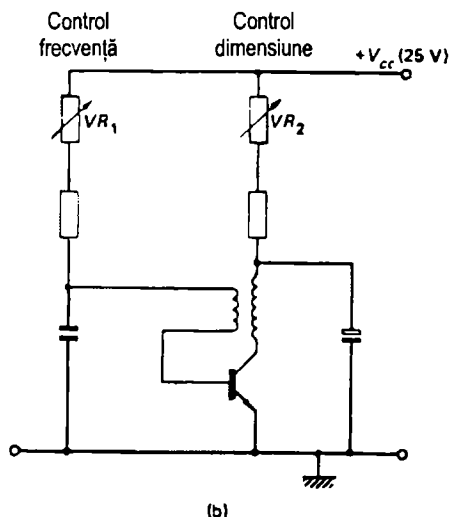
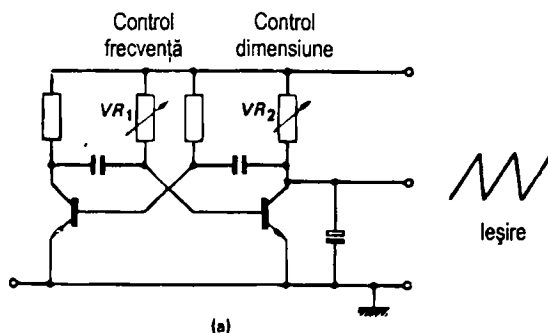


Figura 33.11 Formele de undă de la intrarea și ieșirea generatorului de dinte de fierăstrău din figura 33.10

Același principiu al încărcării și descărcării unui condensator este folosit în alt generator de semnal în dinte de fierăstrău. Figura 33.12 arată două astfel de generatoare care folosesc un multivibrator astabil și respectiv un oscilator cu autoblocare. Astfel de oscilatoare sunt folosite în receptoarele TV ca bază de timp pentru deflexia de cadre (baleiajul vertical). VR_1 controlează frecvența (sfârșitul cadrului), iar VR_2 controlează amplitudinea formei de undă (dimensiunea imaginii).

Figura 33.12 Generatoare de dinte de fierăstrău folosite ca bază de timp pentru deflexia verticală în receptoarele TV
(a) Folosind un multivibrator astabil;
(b) Folosind un oscilator cu autoblocare



Elementele logice, inclusiv porțile, numărătoarele și dispozitivele de memorie sunt fabricate în capsule de circuite integrate (CI). Aceste CI sunt clasificate în categorii numite familii, în funcție de numărul de porți sau de elemente echivalente pe care le conțin. Aceste familii sunt:

- integrare pe scară mică – SSI (*Small Scale Integration*): până la 10 porți;
- integrare pe scară medie – MSI (*Medium Scale Integration*): 10-100 porți;
- integrare pe scară mare – LSI (*Large Scale Integration*): 100-1000 porți;
- integrare pe scară foarte mare – VLSI (*Very Large Scale Integration*): 1000-10 000 porți;
- integrare pe scară super mare – SLSI (*Super Large Scale Integration*): 10 000-100 000 porți.

Nivelul de integrare reprezintă complexitatea circuitului integrat din capsulă. Ea crește cu puteri ale lui 10, adică 10, 100, 1000 și așa mai departe. Integrarea pe scară medie și mică (SSI și MSI) realizează elemente de circuite logice discrete cum ar fi porțile, numărătoarele și registrele. Integrarea pe scară mare și foarte mare (LSI și VLSI) realizează circuite de memorie, microprocesoare și sisteme complete, cum ar fi microcalculatoarele.

Stările logice

Un element logic are două stări distincte: 0 logic, reprezentat de o tensiune mică, în mod normal 0 V; și 1 logic, reprezentat de o tensiune mare (o tensiune pozitivă în cazul unei **logici pozitive** și o tensiune negativă în cazul unei **logici negative**). Nivelul de tensiune care reprezintă 1 logic depinde de tipul de dispozitiv folosit. Pentru tehnologie bipolară, de exemplu TTL (*Transistor-Transistor Logic*), 1 logic este reprezentat de 5 V, în timp ce pentru CMOS (*Complementary Metal Oxid Silicon*), 1 logic poate varia de la 3 V la 15 V. Dacă TTL are avantajul vitezei, CMOS permite o densitate mai mare a componentelor (adică mai multe porți per capsulă de circuit integrat) și nu necesită o sursă stabilizată de c.c.

TTL (*Transistor-Transistor Logic*)

Acest tip de logică se folosește în circuitele integrate și are avantajul unei funcționări cu comutări foarte rapide. Figura 34.1 arată o poartă NAND simplificată folosind un tranzistor TR_1 , cu mai multe emitoare la intrare. Cu oricare dintre intrări în 0 logic tranzistorul se saturează, făcând colectorul să coboare aproximativ în 0 V. Prin urmare, TR_2 este

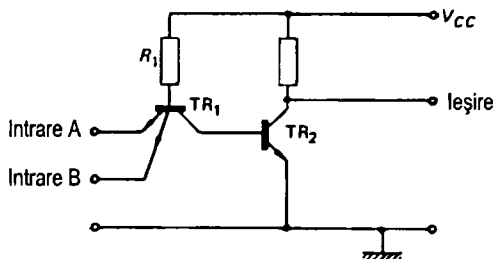


Figura 34.1 Poartă NAND (circuit TTL)

închis și ieșirea este în 1. Cu ambele intrări în 1 logic, TR_1 se închide, deschizându-l pe TR_2 pentru a duce ieșirea în 0.

Porți logice cu FET

Porțile logice sunt acum fabricate ca și circuite integrate, CI. Se pot fabrica un număr mare de porți pe un mic cip de siliciu de $1\text{ mm} \times 2\text{ mm}$. Datorită simplității lor, tranzistoarele cu efect de câmp FET-urile, sunt mai mult folosite decât tranzistoarele bipolare. Un tip de circuite logice cu FET este reprezentat de familia de C.I. de tip CMOS. Figura 34.2 arată o poartă NOR care funcționează cu logică negativă. VT_1 și VT_2 sunt tranzistoare MOSFET cu canal p de tip normal închis (cu îmbogățire). Când ambele intrări sunt la nivel 0 logic, VT_1 și VT_2 sunt blocate, furnizând un 1 logic la ieșire ($-V_{DD} = -20\text{ V}$). Când oricare dintre cele două intrări sau amândouă sunt la nivel logic 1 (să zicem -20 V) unul sau ambele tranzistoare se deschid, dând la ieșire un 0 logic.

Figura 34.3 arată o poartă NAND folosind un MOSFET cu canal n normal închis. Sursa de alimentare de c.c. necesară pentru funcționarea porții este pozitivă. VT_3 este polarizat permanent deschis cu poarta la V_{DD} și acționează ca o sarcină pentru poarta logică. Când una dintre intrări sau ambele sunt în 0 logic, unul dintre tranzistoare sau ambele se închid furnizând un 1 logic la ieșire. Numai când ambele intrări sunt în 1, va trece curent, dând un 0 la ieșire.

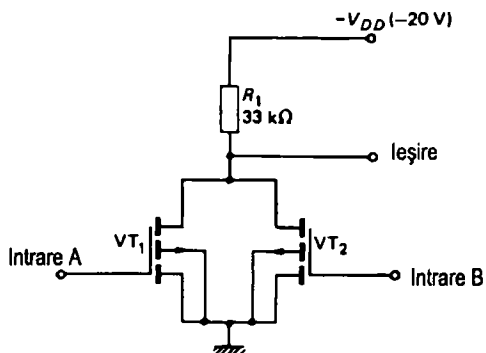


Figura 34.2 Poartă NOR (logică cu FET)

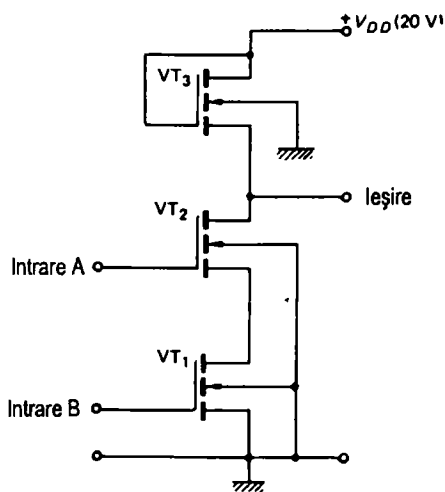


Figura 34.3 Poartă NAND (logică cu FET)

Expresii booleene

Funcțiile porților individuale sau ale combinațiilor de porți pot fi exprimate prin declarații logice numite expresii booleene. Algebra Boole folosește următoarele notații (vedeți tabelul 34.1):

- Funcția AND este reprezentată prin simbolul punct (.). Astfel, o poartă AND cu două intrări (A, B) are o ieșire reprezentată de expresia booleană $A.B$.
- Funcția OR este reprezentată de simbolul plus (+). Prin urmare, o poartă OR cu două intrări are o ieșire reprezentată de $A+B$.

- Funcția NOT este reprezentată printr-o bară deasupra intrării. Astfel, o poartă NOT cu intrarea A are o ieșire reprezentată prin \bar{A} (se citește NON A).

Din cele de mai sus rezultă că :

- Funcția NAND se poate exprima ca $\overline{A \cdot B}$ (non A. B).
- Funcția NOR se poate exprima ca $\overline{A + B}$ (non A + B).
- Funcția Ex-OR este dată de $(A \cdot \bar{B}) + (\bar{A} \cdot B)$. Ea este, de asemenea, exprimată prin semnul $A \oplus B$.
- Funcția Ex-NOR este dată de $(\bar{A} \cdot \bar{B}) + (A \cdot B)$. Ea este reprezentată și prin $\overline{A \oplus B}$.

Circuite logice combinaționale

Fie circuitul prezentat în figura 34.4. Funcția circuitului poate fi dedusă folosind expresiile booleene astfel:

Ieșirea porții OR (i) este $A + B$.

Ieșirea porții NAND (ii) este $\overline{C \cdot D}$.

Ieșirea porții OR (iii) este $(A + B) + (\overline{C \cdot D})$.

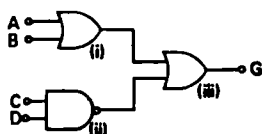


Figura 34.4

Tabelul 34.1

Funcția	Notăția booleană
AND	$A \cdot B$
OR	$A + B$
NOT	\bar{A}
NAND	$\overline{A \cdot B}$
NOR	$\overline{A + B}$
Ex-OR	$(A \cdot \bar{B}) + (\bar{A} \cdot B)$ or $A \oplus B$
Ex-NOR	$(\bar{A} \cdot \bar{B}) + (A \cdot B)$ or $\overline{(A \oplus B)}$

EXEMPLUL 1

Fie figura 34.5.

- Găsiți expresia booleană a funcției combinației de porți.
- Construiți tabelul de adevăr arătând stările logice ale tuturor punctelor și, ca urmare, demonstrați că întreaga combinație se poate reduce la o singură poartă.

Soluție

(a) Expresia booleană în C este \bar{A} .

Expresia booleană în D este \bar{B} .

Expresia booleană în F este $\bar{A} \cdot \bar{B}$.

(b) Tabelul de adevăr:

Intrări				Ieșire
A	B	C	D	F
0	0	1	1	1
0	1	1	0	0
1	0	0	1	0
1	1	0	0	0

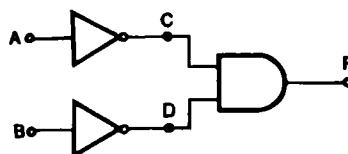


Figura 34.5

După cum se poate vedea din tabelul de adevăr, funcția de ieșire este aceeași ca și a unei porți NOR.

EXEMPLUL 2

Fie figura 34.6:

- Găsiți expresia booleană a funcției combinației de porți.
- Construiți tabelul de adevăr arătând stările logice ale tuturor punctelor și, ca urmare, demonstrați că întreaga combinație se poate reduce la o singură poartă.

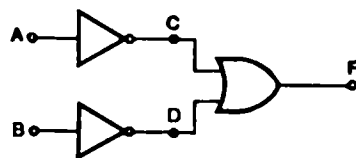


Figura 34.6

Soluție

- Expresia booleană în C este \bar{A} .
Expresia booleană în D este \bar{B} .
Expresia booleană în F este $\bar{A} + \bar{B}$.
- Tabelul de adevăr:

Intrări				Ieșire
A	B	C	D	F
0	0	1	1	1
0	1	1	0	1
1	0	0	1	1
1	1	0	0	0

După cum se poate vedea din tabelul de adevăr, funcția de ieșire este aceeași ca și a unei porți NAND.

Numărătoare

Numărătorul binar de bază este un bistabil sau un dispozitiv divizor cu 2 ($\div 2$), numit și **flip-flop**. Mai multe astfel de elemente formează un numărător. Figura 34.7 arată un numărător binar care constă din trei circuite flip-flop. Fiecare astfel de circuit este capabil să dividă impulsurile de la intrare cu factorul 2. Două bistabile succesive vor divide prin urmare cu $2 \times 2 = 4$ ($\div 4$) și trei bistabile vor divide cu $2 \times 2 \times 2 = 8$ ($\div 8$). Cu alte cuvinte, la fiecare 8 impulsuri de intrare, vor apărea 4 la ieșirea A, 2 la ieșirea B și unul la ieșirea C, așa cum se arată în figura 34.7.

Așa cum s-a explicat în capitolul 32, numai unul dintre fronturile impulsului determină bascularea bistabilului dintr-o stare în alta. Intrarea trece din 0 în 1 și înapoi în 0 la fiecare impuls. Se presupune că frontul negativ al impulsului (de la 1 la 0) este cel care modifică starea bistabilului.

Tabelul 34.2

Impulsul	Q_A 2^0	Q_B 2^1	Q_C 2^2
0	0	0	0
1	1	0	0
2	0	1	0
3	1	1	0
4	0	0	1
5	1	0	1
6	0	1	1
7	1	1	1
8	0	0	0

Ieșirea Q_A a bistabilului A reprezintă coloana lui 2^0 , ieșirea Q_B reprezintă coloana lui 2^1 , iar ieșirea Q_C reprezintă coloana lui 2^2 (tabelul 34.2). Prin urmare, după 6 impulsuri, ieșirile sunt astfel: A (unități) este 0, B (multipli de 2) este 1 și C (multipli de 4) este 1, ceea ce reprezintă $0 + 2 + 4 = 6$. În codarea binară aceasta se scrie ca 110 în ordinea CBA. De remarcat că primul bistabil de la intrare reprezintă coloana unităților. Pe de altă parte, în codarea binară, coloana unităților apare pe poziția ultimă din dreapta.

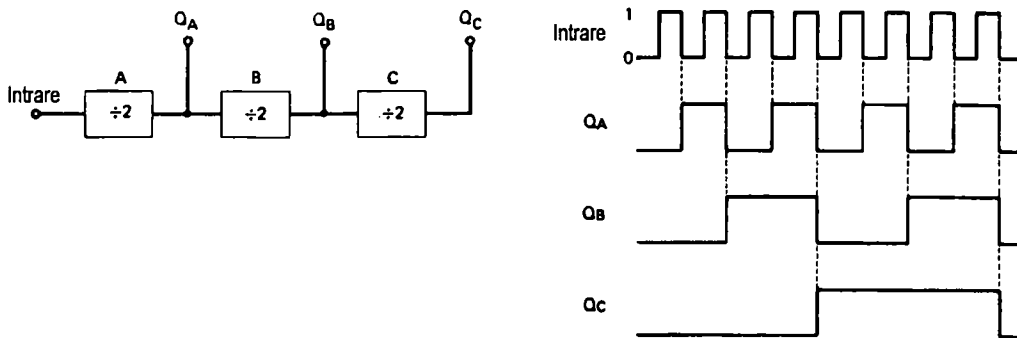


Figura 34.7 Numărător binar cu 3 celule

La al șaptelea impuls toate ieșirile sunt în 1. Impulsul numărul 8 resetează toți bistabilii aducându-i înapoi la 0.

De remarcat că ieșirile fiecărui bistabil reprezintă câte o coloană din codul binar. Codul binar este în ordinea CBA.

Reacția

Reacția poate fi aplicată unui numărător binar pentru a modifica factorul de divizare a frecvenței de intrare. De exemplu, să considerăm o reacție aplicată celei de-a treia celule de divizare din figura 34.8(a). Numărătorul se comportă normal până la sosirea celui de-al treilea impuls, când ieșirea CBA trece în starea 011 (vedeți tabelul 34.3). Al patrulea impuls aduce pe A în 0, pe B în 0 și pe C în 1. Fără reacție, ieșirea CBA ar deveni 100. Totuși, cu reacție modificarea lui C este adusă înapoi în B, schimbându-l în 1, obținând ieșirea 110. Impulsul al cincilea conduce la 111 și al șaselea resetează toate celulele în 0. Prin urmare avem un numărător $\div 6$.

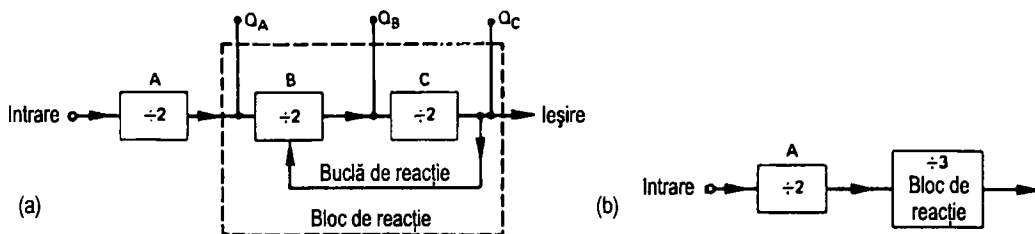


Figura 34.8 (a) Numărător $\div 6$ folosind o reacție peste doi bistabili B și C; (b) Reducerea buclei de reacție la un divizor $\div (4-1)$, adică un bloc $\div 3$

În general se poate arăta că o buclă de reacție reduce factorul de divizare al bistabililor din interiorul buclei cu 1. Revenind la exemplul anterior, bistabilii din interiorul buclei sunt B și C. Fără reacție ei ar diviza cu factorul 4. Cu reacție, bistabilii B și C formează un bloc care are factorul de divizare $4 - 1 = 3$, așa cum se arată în figura 34.8(b). Cu bistabilul A din afara buclei, factorul total de divizare este $2 \times 3 = 6$.

Tabelul 34.3

Impulsul	Q_A	Q_B	Q_C
0	0	0	0
1	1	0	0
2	0	1	0
3	1	1	0
Reacția	(0)	(0)	(1)
4	0	1	1
5	1	1	1
6	0	0	0

Numărător zecimal

Figura 34.9(a) arată un numărător zecimal care folosește două bucle de reacție. Se formează astfel două blocuri de divizare: blocul 1, care include bistabilii C și D, divizor cu $4 - 1 = 3$; blocul 2 închide blocul 1 împreună cu bistabilul B. Privind figura 34.9(b), blocul 2 fără reacție ar divide cu $2 \times 3 = 6$. Cu reacție, factorul de divizare este $6 - 1 = 5$. Cu bistabilul A în afara buclelor de reacție, factorul total de divizare este $2 \times 5 = 10$.

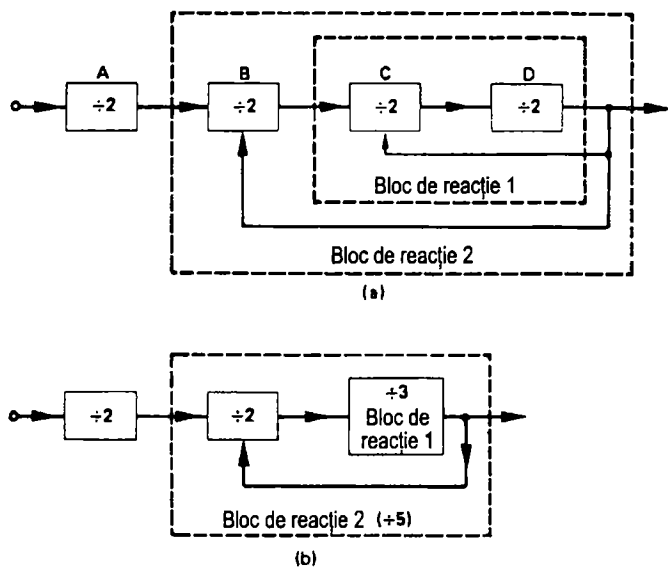


Figura 34.9 (a) Numărător zecimal; (b) Reducerea la blocuri de divizare

Registri de deplasare

Pentru a transfera date dintr-o parte a unui sistem în alta, cum ar fi de la un calculator la altul, există două metode. Prima și cea mai rapidă este să se transfere toți digiții în cadrul unei singure operații. Astfel, pentru a transfera opt digiți sunt necesare opt linii separate. Pentru distanțe de până la câțiva metri se folosește această metodă, dar pentru distanțe mai mari, cum ar fi pentru transmisiile de date între orașe, această metodă devine prea scumpă. Se folosește o a doua metodă, care este mai lentă. Informațiile sunt transmise digit cu digit

pe un singur fir. Se poate folosi un registru de deplasare pentru a muta digiții un pas mai la dreapta sau mai la stânga. Registrul de deplasare constă dintr-o succesiune de bistabili capabili să rearanjeze biți în ordinea succesiunii.

Numărător în inel

Un numărător în inel constă dintr-un numărător standard care cuprinde un număr de bistabili la care ieșirea este adusă înapoi la intrare – de aici și numele. Impulsurile pot circula astfel în jurul numărătorului de la intrare către ieșire și înapoi, în mod continuu. La sfârșitul fiecărui ciclu, ieșirea poate fi folosită pentru a declanșa un alt numărător. De exemplu, ieșirea unui numărător decadic (divizor cu 10) poate fi folosită pentru declanșarea altui numărător decadic, pentru a face un numărător cu 100.

Latch

În capitolul 32 au fost prezentate circuitele bistabile flip-flop și cele folosind componente discrete. Bistabilii sunt foarte importanți și folositori în aplicațiile logice. Ei sunt folosiți ca divizori cu doi, ca **latch** (memorie de un singur bit), sau pentru alte aplicații.

Un bistabil de bază, numit bistabil *R-S* sau latch, este arătat în figura 34.10. Sunt oferite două ieșiri, Q și \bar{Q} (non- Q), care sunt în antifază una față de cealaltă. Dacă $Q = 1$, atunci $\bar{Q} = 0$ și viceversa.

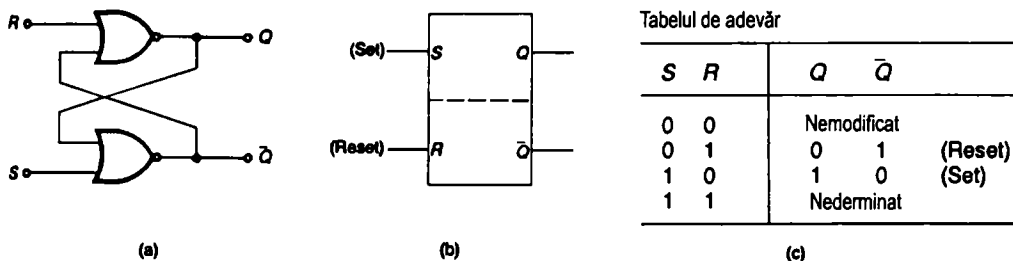


Figura 34.10

Tabelul de adevăr este prezentat în figura 34.10. Un 1 logic pe intrarea R de reset forțează pe Q în 0 (și pe \bar{Q} în 1) în timp ce un 1 logic pe intrarea S de set, forțează pe Q în 1 (și pe \bar{Q} în 0).

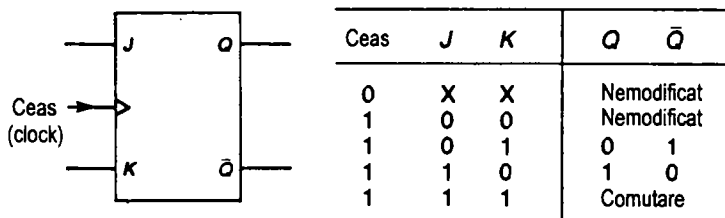


Figura 34.11 (a) Simbolul bistabilului $J-K$; (b) Tabelul de adevăr al bistabilului $J-K$

O dezvoltare a bistabilului simplu R - S este bistabilul cu intrare de tact J - K ; acesta are și o intrare de ceas, dar nu are nici o stare nedeterminată (figura 34.11). Linia de ceas (clock) este esențială pentru sistemele sincrone, caz în care orice modificare apare numai când linia de ceas este în 1 logic. Cu J și K în 1 logic, ieșirile comută între stările logice 1 și 0 la fiecare impuls de ceas.

Circuite integrate cu porți logice

Porțile logice sunt fabricate în circuite integrate și sunt oferite în capsule având un număr de porți identice într-o singură capsulă. Se folosesc două tipuri principale: TTL și CMOS. Exemple de capsule de porți TTL sunt prezentate în figura 34.12.

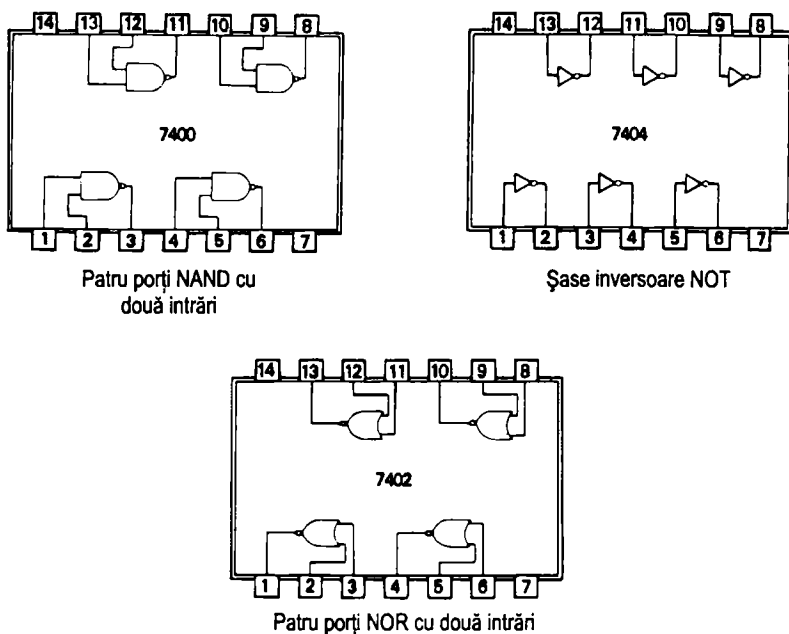


Figura 34.12

Există mai multe metode prin care se poate afișa informația unui instrument digital, pornind de la tuburile cu neon până la diodele electroluminiscente (LED) și la afișajul cu cristale lichide (LCD = *Liquid Crystals Display*). Numărul de digiți afișați este în general între patru și opt. Un afișaj de patru digiți poate indica maximum numărul 9999, în timp ce un afișaj de opt digiți poate oferi o indicație maximă de 99999999. Pentru instrumente de măsură obișnuite se folosește un afișaj cu trei digiți și jumătate. La acest tip, digitul cel mai semnificativ, MSD (*Most Significant Digit*) – cel din extrema stângă – poate afișa numai 0 sau 1. Prin urmare, indicația maximă este 1999.

Cele două tipuri principale de afișoare sunt cele cu diode electroluminiscente (cu LED-uri) și cele cu cristale lichide (cu LCD-uri). Ambele constau din șapte segmente, acesta fiind numărul minim de segmente cu care se pot reprezenta cifrele de la 0 la 9. Segmentele sunt denumite de la a la g, așa cum se arată în figura 35.1. Figura 35.2 arată cum pot fi folosite aceste afișaje pentru a afișa numere zecimale. Afișajul cu cristale lichide necesită o putere foarte mică pentru funcționare (de ordinul μW) și aceste tipuri de afișaje sunt folosite în aparatele de măsură portabile.

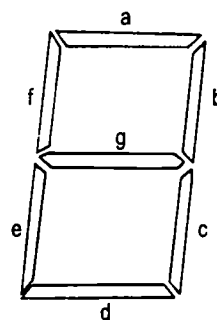


Figura 35.1

Afișajele cu LED necesită curenți mai mari decât afișajele cu LCD și consumă putere mai mare (în mW). Ele sunt larg folosite în voltmetre digitale de laborator (DVM = *Digital Volt-Meter*), pentru care puterea consumată nu este un factor important. Pe de altă parte, afișajele cu LED-uri pot fi observate și în condiții de întuneric, în timp ce afișajele cu LCD necesită lumină ambiantă.

Numărul de intrare	Segmentele activate	Afișajul rezultat
0	a b c d e f	0
1	b c	1
2	a b d e g	2
3	a b c d g	3
4	b c f g	4
5	a c d f g	5
6	c d e f g	6
7	a b c	7
8	a b c d e f g	8
9	a b c d f g	9

Figura 35.2

Cerințe de comandă ale LED-urilor

Figura 35.3 arată un sistem de comandă pentru un afișaj cu LED cu 7 segmente.

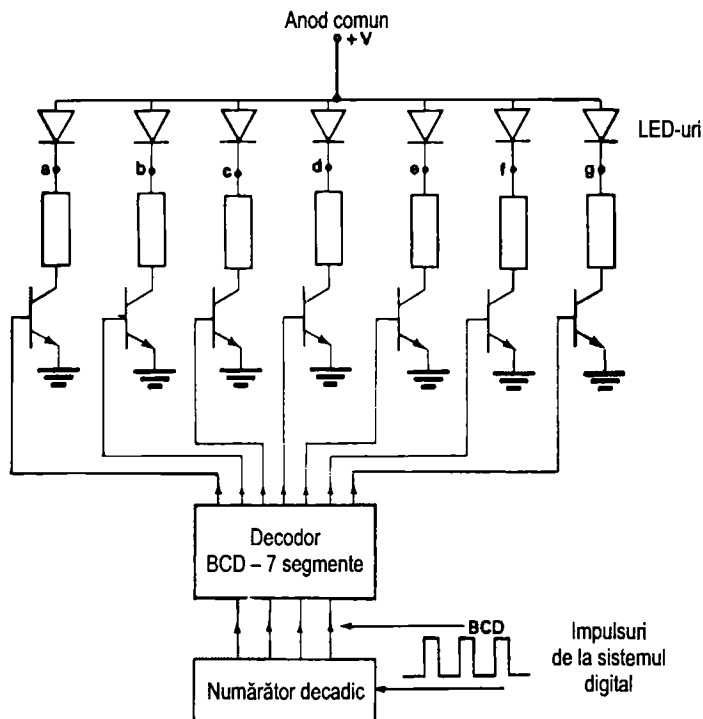


Figura 35.3

LED-ul convertește curentul electric în lumină. Prin urmare, pentru a ilumina un segment al afișajului trebuie direcționat un curent prin dioda care realizează acel segment. Așa cum se arată, un terminal al fiecărei diode este conectat la un punct comun. În exemplul prezentat, anozii sunt conectați împreună, realizând ceea ce se numește configurația cu anod comun. Dacă ar fi legați catodii împreună, ar rezulta configurația cu catod comun.

Fiecare afișaj cu 7 segmente realizează un digit al unui afișaj complet. Fiecare digit are deci opt terminale, câte unul pentru fiecare segment plus unul pentru conexiunea comună. În unele cazuri, în afișaj se mai introduce și un punct zecimal, necesitând un al nouălea terminal. Înainte de a comanda segmentele, ieșirea numărătorului decadic (zecimal) trebuie să se transforme în semnalul potrivit pentru comanda afișajului. Ieșirea numărătorului are forma unui număr binar codificat zecimal (cod BCD = *Binary Coded Decimal*) care oferă informația pe patru linii. Ea trebuie convertită în semnalul potrivit care să poată comanda cele șapte segmente. Această sarcină este îndeplinită de decodor.

În practică, tranzistoarele de comutație care comandă segmentele sunt incluse într-o singură capsulă de circuit integrat. Mai mult, funcțiile decodurului și ale circuitului de comandă pot fi realizate de un singur circuit integrat, de exemplu 7447, pentru anod comun și 7448 pentru afișoarele cu catod comun. Figura 35.4 prezintă un afișor cu doi digiți

incluzând două numărătoare decadice, două capsule de decodor / driver (circuit de comandă) și două afișoare cu 7 segmente cu anod comun.

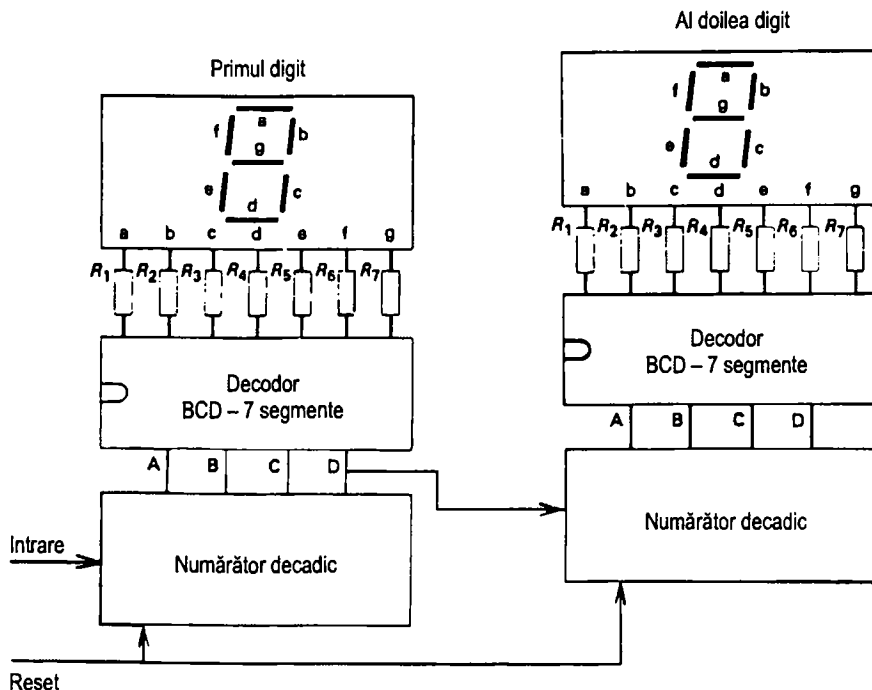


Figura 35.4

Cerințe de comandă ale afișoarelor cu LCD (cristale lichide)

Afișoarele cu cristale lichide folosesc interacțiunea între caracteristicile electrice și optice specifică unor cristale lichide care nu își modifică structura cristalină. Ele dau naștere unor proprietăți optice care pot fi folosite pentru operații de afișare. Deoarece nu este generată lumină (ca în cazul LED-urilor), afișoarele necesită curenți foarte mici și consumă puțină energie. Datorită acestui lucru, LCD-urile pot fi comandate direct de circuite MOS și CMOS.

Dispozitivele LCD au două terminale sau plane; planul frontal FP (*Front Plane*) și planul din spate BP (*Back Plane*). Planul din spate al tuturor segmentelor este conectat la o conexiune comună. Pentru funcționarea afișajelor cu cristale lichide se folosesc totdeauna tensiuni alternative pentru a evita distrugerea acestora și pentru a asigura durata maximă de viață.

Metoda de comandă a cristalelor lichide implică furnizarea unei tensiuni alternative dreptunghiulare de joasă frecvență (de obicei 40 Hz) planului din spate (figura 35.5). Pentru a stinge un segment se aduce pe planul din față o tensiune în fază cu cea de pe planul din spate, iar pentru a aprinde un segment se aduce pe planul din față o tensiune în antifază cu cea de pe planul din spate. Când formele de undă ale semnalelor de control și de comandă

sunt în antifază, amplitudinea formei de undă rezultante pe LCD are de două ori amplitudinea semnalului de comandă, așa cum se vede în figura 35.5(b), ceea ce „aprinde” segmentul.

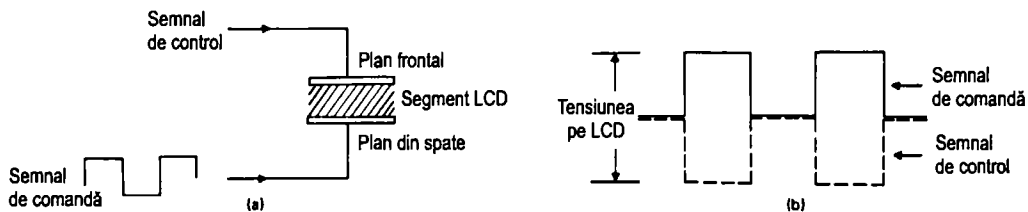


Figura 35.5

O metodă de a comanda un LCD este de a folosi o poartă OR-Exclusiv, așa cum se arată în figura 35.6. Tabelul de adevăr pentru un Ex-OR este următorul:

A	B	C
0	0	0
1	0	1
0	1	1
1	1	0

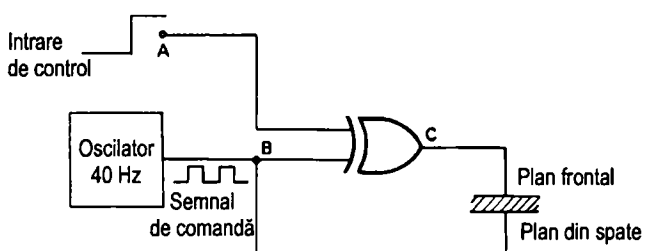


Figura 35.6

Din tabelul de adevăr se poate vedea că atunci când intrarea de control A este 0, ieșirea C urmărește intrarea B, adică este în fază cu semnalul de comandă de 40 Hz din punctul B. În același timp, planul din spate este alimentat direct cu semnalul de comandă de 40 Hz, conducând la un câmp electric rezultat 0 pe segment. Segmentul va fi stins. Când intrarea de control A este în 1 logic, ieșirea C este în antifază cu intrarea B. Acest semnal de comandă în antifază este adus pe planul frontal al segmentului LCD. Cu semnalul de comandă conectat pe planul din spate, câmpul electric rezultat pe segment este dat de dublul semnalului de 40 Hz. Segmentul va fi activat.

Progresele făcute în realizarea circuitelor integrate și introducerea integrării pe scară largă (LSI) au mărit enorm utilizarea microprocesoarelor în calculatoare, sisteme de control, instrumente și prelucrări de date.

Elementul de bază al unui sistem bazat pe microprocesor (abordat în capitolul 12) este reprodus în figura 36.1. Microprocesorul, numit și CPU (*Central Processing Unit* – unitate centrală de procesare) realizează operațiile aritmetice și logice în concordanță cu un program stocat în memorie. Întregul sistem este sincronizat și controlat de CPU.

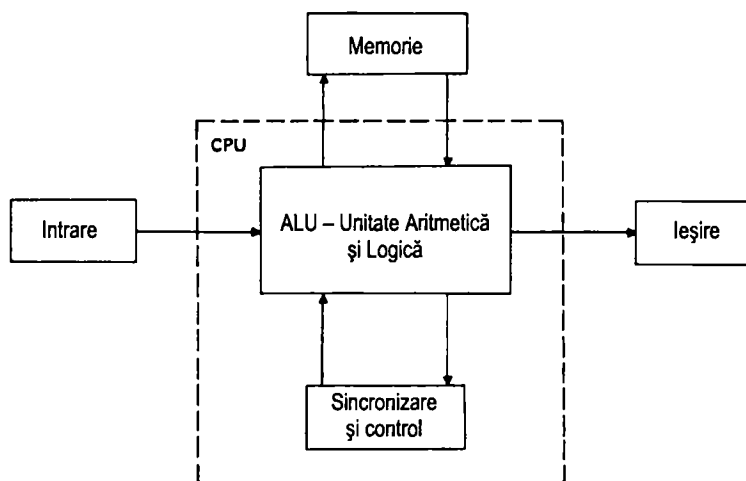


Figura 36.1

Memoria

Există două tipuri de circuite integrate de memorie. Memoriile ROM (*Read Only Memory*) sunt un depozitar permanent de date. Datele se introduc în ROM în timpul fabricației și rămân acolo permanent. CPU poate numai să citească (READ) din ROM. Nu poate scrie (WRITE) în ea, adică nu pot modifica datele din ROM. Al doilea tip important de memorii îl constituie memoriile RAM (*Random Access Memory*). Datele sunt stocate temporar în RAM și pot fi schimbate de CPU. CPU poate deci să citească (READ) datele din RAM, dar să și scrie (WRITE) în ea date noi. Dacă nu se folosește o baterie de back-up, datele stocate în RAM se pierd o dată cu oprirea alimentării. De aceea, aceste memorii se mai numesc **volatile**. Pe de altă parte, memoriile ROM păstrează datele chiar dacă alimentarea cu energie încetează. Aceste memorii se numesc **nevolatile**.

Circuitul integrat de memorie

Circuitul integrat de memorie constă dintr-un număr de *locații* de memorie în care se pot stoca date sub formă de biți. Fiecare locație poate stoca în general un număr binar de 8 biți. Fiecare locație are o *adresă* unică de 16 biți, așa cum se arată în figura 36.2. Adresa poate fi considerată ca un plic. Datele reprezintă informația conținută în plic.

Arhitectura microcalculatorului

Figura 36.3 ne prezintă arhitectura sau organizarea unui sistem de microcalculator. Ea arată modul în care diferite elemente sunt conectate între ele într-un sistem tipic de calculator cu microprocesor. Microprocesorul CPU este un singur circuit integrat conținând toate circuitele necesare pentru a interpreta și a executa un program de instrucțiuni în sensul de a transfera date, a realiza operații aritmetice și logice și de a controla și sincroniza sistemul.

Microprocesoarele sunt în general montate în capsule cu 40 pini DIL (*Dual In Line*), așa cum se arată în figura 36.4.

Adresa binară				Datele binare
0000	0000	0000	0000	DATA
0000	0000	0000	0001	DATA
0000	0000	0000	0010	DATA
0000	0000	0000	0011	DATA
0000	0000	0000	0100	DATA
1100	1100	0110	1100	DATA
1100	1110	0110	1101	DATA
1111	1111	1111	1100	DATA
1111	1111	1111	1101	DATA
1111	1111	1111	1110	DATA
1111	1111	1111	1111	DATA

Figura 36.2

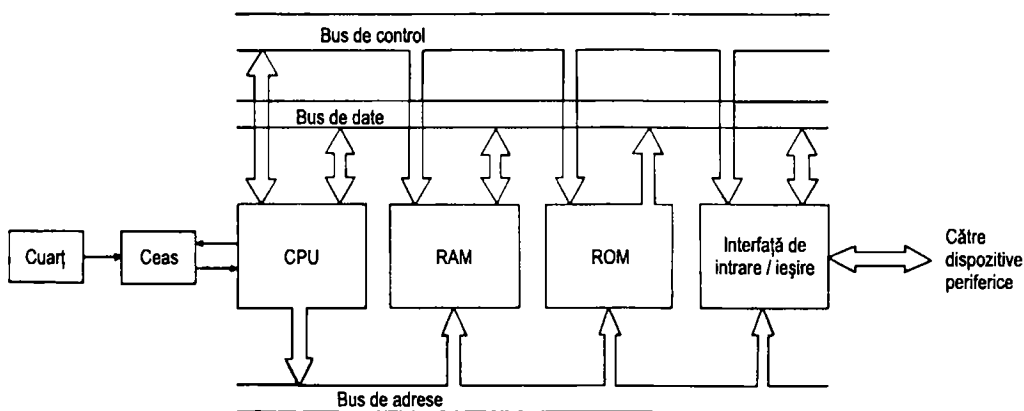


Figura 36.3

Interfața de intrare/ieșire

Interfața de intrare/ieșire sau I/O (*Input/Output*) conectează microprocesorul cu dispozitivele exterioare, numite și periferice. Ea acționează și ca o cale de intrare sau de ieșire pentru transferul datelor între microprocesor și dispozitivele periferice, cum ar fi cele de afișaj (un monitor), tastatura, traductoarele sau circuitele de comandă electronică (motoare pas cu pas, relee etc.).

Busurile

Elementele principale ale unui microprocesor, descrise anterior, sunt interconectate prin ceea ce se numește o structură de bus. Un bus este un grup de fire sau trasee de interconectare, căi de acces pentru informațiile digitale care au funcții comune. În sistemul unui microprocesor există trei busuri principale: busul de date, busul de adrese și busul de control.

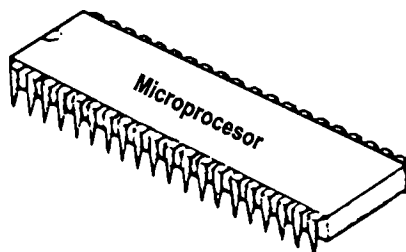


Figura 36.4

Busul de date este folosit pentru a transfera datele între microprocesor și alte elemente ale sistemului și este, în general, un bus bidirecțional de 8 biți.

Busul de adrese este folosit pentru a transmite adresele locațiilor de memorie pentru a extrage (*a citi*) date din RAM sau ROM sau pentru a stoca (*a scrie*) în locațiile din RAM. El este, de asemenea, folosit pentru a selecta (*a adresa*) interfețele de intrare/ieșire care pot fi implicate în transferul de date. Busul de adrese este unidirecțional și are 16 biți de informații simultan.

Busul de control este folosit pentru a transmite semnale de control, de exemplu semnalul de ceas, de citire (READ) sau scriere (WRITE) pentru memorie etc., de la microprocesor la alte elemente ale sistemului. Numărul liniilor de control ale busului depinde de microprocesorul folosit și de configurația sistemului.

Ceasul

Într-un microcomputer este folosit un ceas master pentru a sincroniza transferul de date. Aceasta se realizează prin folosirea unui generator de impulsuri de mare viteză controlat de un cristal. Viteza ceasului determină viteza de operare a microcalculatorului.

Alte aplicații

În afară de sistemele de calcul, microprocesorul mai este cunoscut ca micro- sau mini-controller (circuit de control și comandă), folosit pe scară largă într-o mulțime de aplicații industriale și casnice, cum ar fi mașinile de spălat, automobilele, receptoarele TV, mașinile de gătit, jocurile electronice, cântarele, testarea automată, controlul de proces, procesarea de date. Avantajele folosirii microprocesorului în oricare dintre aceste aplicații sunt următoarele:

1. Reducerea costurilor de producție.
2. Creșterea fiabilității.
3. Reducerea costurilor de întreținere.
4. Funcționarea ușoară, cu minim de efort uman.

Orice instrument de măsură are anumite limitări care trebuie luate în considerație pentru a-l folosi în mod corect. Introducerea unui instrument de măsură într-un circuit afectează condițiile normale de funcționare ale acestuia. Prima regulă în folosirea aparatelor de măsură este că eroarea pe care o introduc în circuitul măsurat trebuie păstrată cât mai mică posibil astfel încât să fie neglijabilă. Un instrument de măsură are o rezistență care se numește rezistența internă și care se poate reprezenta ca în figura 37.1.

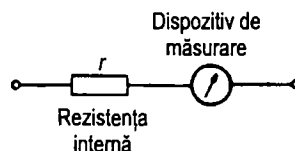


Figura 37.1 Instrumentul de măsură de bază

Măsurarea curentului

Pentru a măsura curentul într-un circuit, circuitul este întrerupt într-un punct convenabil și se introduce *în serie* un ampermetru A, astfel încât întregul curent să treacă prin el, așa cum se arată în figura 37.2. Ampermetrul se poate conecta oriunde în circuit, cu condiția ca întregul curent care trebuie măsurat să treacă prin aparatul de măsură.

Ampermetrele de bună calitate au rezistența internă mică pentru ca efectul prezenței lor în circuit să fie minim. Ampermetrele cu rezistență internă mare realizează măsurători eronate.

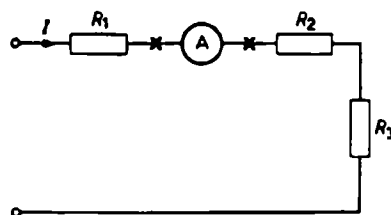


Figura 37.2 Ampermetrul A conectat pentru a măsura curentul I

Măsurarea tensiunii

În circuite există tensiuni sau diferențe de potențial între diferite puncte. Pentru a măsura tensiuni, între cele două puncte se conectează un voltmetru, de exemplu în paralel cu o rezistență, *fără* a întrerupe circuitul. Figura 37.3 arată voltmetrul V_1 măsurând tensiunea pe R_1 și voltmetrul V_2 măsurând tensiunea pe R_2 .

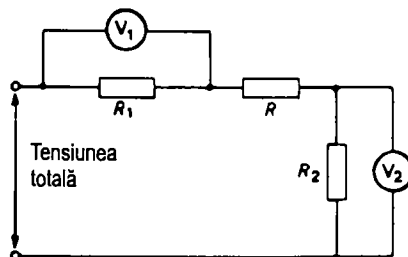


Figura 37.3 Măsurarea tensiunii

Efectul de încărcare

Așa cum se poate vedea din figura 37.4, rezistența internă a voltmetrului scurtcircuitază rezistența R din circuit în momentul conectării aparatului de măsură. O parte din curentul care în mod normal trecea prin R este deviată prin voltmetru. Cu alte cuvinte, rezistența R ,

șuntată acum de rezistența internă a aparatului de măsură, opune o rezistență mai mică pentru curentul I . Acesta este numit efectul de încărcare al voltmetrului. Pentru a minimiza acest efect, rezistența internă a voltmetrului trebuie făcută cât mai mare, de peste 20 de ori mai mare decât rezistența care se măsoară. În acest fel, efectul de șuntare al rezistenței interne a aparatului de măsură este redus la proporții neglijabile.

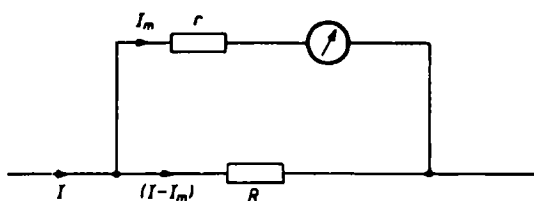


Figura 37.4 Efectul de încărcare face ca un curent I_m să treacă prin instrument

Rezistența internă

Rezistența internă depinde de sensibilitatea instrumentului și de plaja de măsură aleasă și poate fi calculată cu ajutorul sensibilității exprimate în ohmi pe volți (Ω/V). De exemplu, un voltmetru cu o sensibilitate de $1000 \Omega/V$ are o rezistență internă de

$$1000 \times 1 = 1000 \Omega \text{ pe plaja de } 1 \text{ V.}$$

$$1000 \times 3 = 3000 \Omega \text{ pe plaja de } 3 \text{ V.}$$

$$1000 \times 10 = 10\,000 \Omega \text{ pe plaja de } 10 \text{ V și așa mai departe.}$$

Pentru o sensibilitate dată, cu cât plaja aleasă este mai mare, cu atât rezistența este mai mare și acuratețea măsurării mai bună.

EXEMPLUL 1

V_1 și V_2 din figura 37.5 sunt două voltmetre identice, având sensibilități de $20\,000 \Omega/V$. Care voltmetru dă o citire mai exactă, dacă ambele sunt folosite pe plaja de 10 V ?

Soluție

Rezistența internă a fiecărui voltmetru este de $20\,000 \Omega/V \times 10 \text{ V} = 200\,000 \Omega$ sau $200 \text{ k}\Omega$. Voltmetrul V_1 șuntează pe R_2 care este o rezistență de $10 \text{ k}\Omega$. De vreme ce rezistența voltmetrului este mult mai mare decât R_2 (de 20 de ori mai mare), va rezulta o citire corectă (de $4,5 \text{ V}$). Pe de altă parte, voltmetrul V_2 șuntează rezistența R_4 , de rezistență egală, anume $200 \text{ k}\Omega$. Efectul de încărcare al lui V_2 este deci mare, ceea ce va conduce la o citire eronată (de 3 V).

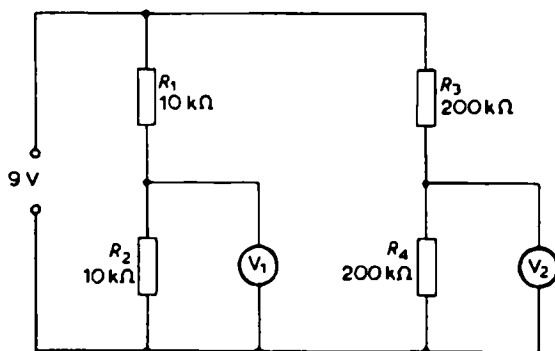


Figura 37.5

Instrumentele analogice și digitale

Instrumentele analogice, cum sunt cele cu bobine în mișcare sau osciloscoapele dau o indicație continuă a tensiunii, a curentului etc. *Instrumentele digitale*, pe de altă parte,

realizează afișarea în pași (discretă). Ele dau o afișare directă, independentă de eroarea umană de citire, nu au părți în mișcare și au dimensiuni și prețuri mai mici decât cele de tip analogic.

Tipuri de instrumente de măsură

Cu bobină mobilă

Aparatele de măsură cu bobină mobilă indică valoarea medie, adică o valoare de c.c. Ele pot fi, de asemenea, utilizate pentru măsurări de c.a. prin folosirea unui redresor la intrare. Sensibilitatea este în jur de $20 \text{ k}\Omega/\text{V}$ pentru c.c și de $600 \text{ }\Omega/\text{V}$ pentru c.a., cu o plajă de frecvență de până pe la 2 kHz sau peste.

Voltmetre electronice (EVM)

Voltmetrele electronice (EVM – *Electronic Voltmeter*) sunt de fapt instrumente cu bobină mobilă, dar cu un amplificator la intrare. Se realizează o sensibilitate măsurată în $\text{M}\Omega/\text{V}$ atât pentru c.c. cât și pentru c.a., cu o plajă de frecvențe de până la 3 MHz sau peste.

Voltmetre digitale (DVM)

Voltmetrele digitale (DVM – *Digital Voltmeter*) au o sensibilitate foarte bună (în $\text{M}\Omega/\text{V}$) cu o bandă de frecvență foarte largă (peste 2 MHz).

Osciloscopul cu tub catodic (CRO)

În afară de afișarea formei de undă, oscilosoapele cu tub catodic (CRO – *Cathode Ray Oscilloscope*) pot fi folosite la măsurarea unei mulțimi de mărimi electrice, incluzând tensiuni (medii și de vârf), perioade de timp, diferențe de fază și întârzieri. Ele au sensibilitatea și plaja de frecvență similare cu EVM și DVM și o impedanță de intrare de 1 $\text{M}\Omega$.

Multimetrul

Deși am considerat numai diferite tipuri de voltmetre, majoritatea instrumentelor comercializate realizează mai multe funcții într-un singur aparat numit *multimetru*. Acesta conține un comutator care permite folosirea instrumentului ca ampermetru, voltmetru sau ohmmetru. El poate fi analogic, cu bobină mobilă sau de tip digital.

Osciloscopul

Osciloscopul cu tub catodic (CRO) poate fi folosit pentru măsurarea frecvenței. Aceasta se poate face direct, folosind baza de timp calibrată pentru a măsura perioada semnalului pe ecran. Se calculează apoi frecvența folosind formula $f = 1/t$. Această metodă poate fi folosită atât pentru unde sinusoidale cât și pentru alte forme de undă.

O altă metodă, mai precisă, este de a compara frecvența semnalului de intrare cu frecvența cunoscută a altui semnal. Această metodă constă în închiderea bazei de timp interne a osciloscopului și aplicarea semnalului de frecvență cunoscută pe o pereche de armături de deflexie, iar pe cealaltă pereche se aplică semnalul a cărui frecvență o măsurăm. Pe ecran apar imagini numite figuri Lissajous, așa cum se arată în figura 37.6. Frecvența necunoscută se poate determina numărând vârfurile imaginii de pe ecran. Dacă frecvența necunoscută

f_y se aplică pe armăturile Y și frecvența cunoscută f_x se aplică pe armăturile X, atunci se produc numai vârfuri orizontale ca în figura 37.6.,

frecvența necunoscută $f_y = \text{frecvența cunoscută } f_x \times \text{numărul de vârfuri.}$

Instrumente de testare a stărilor logice

Instrumentele considerate mai sus măsoară mărimi analogice. Pentru a testa starea logică a unui punct de test trebuie folosită o *sondă logică* (figura 37.7). Atunci când este pusă pe un punct de test (sau nod) sonda indică starea logică a nodului, 0 sau 1 sau circuit deschis. Indicația este de obicei dată de unul sau două LED-uri. Pentru a schimba starea logică a unui nod se folosește un dispozitiv numit *pulser*, care forțează schimbarea stării logice a punctului în care este conectat. Atunci când este plasat pe un nod, pulserul schimbă starea nodului în opusul ei. Dacă nodul era în 1 logic îl schimbă în 0 logic și vice-versa. Pulserul este în mod normal folosit împreună cu o sondă logică pentru a testa porți, numărătoare, bistabili și alte dispozitive digitale.

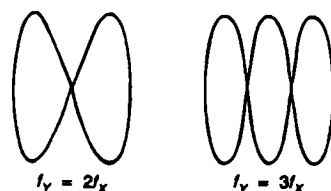


Figura 37.6

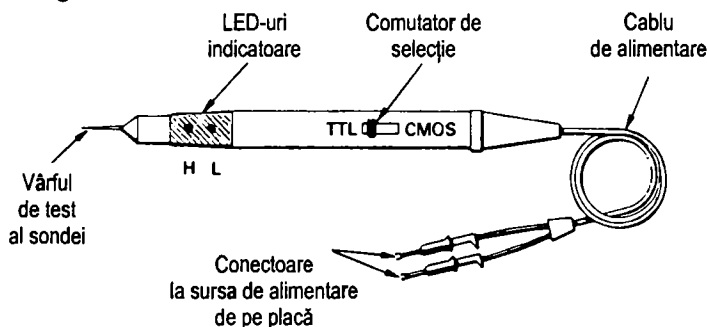


Figura 37.7

Un alt instrument foarte util este *trasorul de curent*. Atunci când este așezat în proximitatea unui traseu de circuit imprimat, el poate indica prezența unui curent pulsatoriu prin traseu. Nu este necesar contactul electric. Trasorul de curent este folosit împreună cu un pulser pentru a determina scurtcircuite între trasee sau între un pin și masă sau sursă. El poate fi, de asemenea, folosit pentru a găsi scurtcircuite între trasee sau pini.

Analizoare logice și analizoare de semnătură.

Sondele logice sau alte instrumente de testare a stărilor logice sunt de foarte mică utilitate atunci când se testează sisteme cu microprocesor. În sistemele cu structuri de busuri, nivelul logic al unei linii individuale nu oferă informație suficientă pentru testarea sistemului. Pentru aceasta trebuie să ne uităm la nivelurile logice ale tuturor liniilor unui bus de adrese sau de date simultan. Acest lucru este realizat de un analizor logic multi-canal, care poate monitoriza mai multe impulsuri simultan. Alternativ, funcționarea unui sistem cu microprocesor poate fi testată prin monitorizarea secvențelor de biți care apar într-un singur punct al circuitului și compararea acestei secvențe cu una dată de un sistem bun (sau o secvență cunoscută, corectă). Aceasta se realizează cu un analizor de semnătură cu o singură intrare.

Există două tipuri de proceduri de testare care pot duce la diagnosticarea unui sistem electronic defect, a unui dispozitiv sau a unei plăci de circuit imprimat (PCB – *Printed Circuit Board*): testarea funcțională și testarea la rece (ICT – *In-Circuit Testing*). Testarea funcțională inspectează funcționarea unității testate în timp ce testarea la rece verifică fiecare componentă a circuitului de testat, pentru a-i verifica valoarea, polaritatea etc. În general se folosesc ambele metode secvențial. O dată cu dezvoltarea echipamentelor de testare automată (ATE – *Automatic Test Equipment*) a devenit posibilă testarea la rece foarte rapidă, astfel încât fiecare componentă de pe o placă de circuit este testată separat, fie ea tranzistor, poartă sau numărător. Testarea funcțională a căpătat și ea noi dimensiuni datorită folosirii procesoarelor pentru controlul de proces. Principiile găsirii defectelor logice însă rămân aceleași, fie că testarea se face automat sau manual.

Depistarea defectelor trebuie să urmeze o secvență logică al cărei scop este de a găsi cauza defectului și de a o elimina. Numărul testelor realizate trebuie menținut la minim și trebuie evitate testele în puncte nerelevante sau nenecesare. Înainte de începerea testului trebuie făcută o inspecție vizuală a plăcii pentru a depista componente arse sau distrugerii evidente ale circuitelor imprimate și așa mai departe. Astfel de inspecții nu trebuie să dureze mai mult de două-trei minute și o dată ce căpătați experiență, ele devin instinctive. După această inspecție se poate trece la procedura de testare.

În primul rând se face un **test funcțional** în care se pune în evidență comportarea plăcii și se încearcă o identificare a blocului defect și a componentelor suspecte. Înainte de înlocuirea componentei, se face o măsurare a componentei **în circuit** (la rece) pentru a confirma defectarea ei.

Teste funcționale

Acest tip se poate clasifica în două categorii de teste.

Prima categorie o constituie **testele dinamice**, care se aplică echipamentelor electronice complete pentru a identifica etajul sau blocul defect. O dată defectul atribuit unui anume bloc sau etaj, se face apoi a doua categorie de teste, cele **statice**, care se aplică în diferite puncte pentru a găsi componentele defecte dintre cele suspecte, cum ar fi o rezistență, un condensator etc.

Teste dinamice

Acestea reprezintă primul set de teste care se efectuează pe un echipament electronic defect. Testul trebuie să meargă de la ieșire către intrare. Folosind **metoda divizării în două**, echipamentul este inițial împărțit în două părți potrivite. Secțiunea de la ieșire este testată **injectând** la intrarea ei un semnal similar celui corect în acel punct. Dacă la ieșire avem ceea ce trebuie, defectul este atribuit secțiunii rămase. Aceasta este acum divizată în

două părți corespunzător alese și procedura se repetă tot așa până când defectul este izolat în cel mai mic etaj posibil, cum ar fi etajul de ieșire, de frecvență intermediară, sau amplificatorul video, decodorul, divizorul sau o singură poartă.

EXEMPLUL 1: un radio receptor

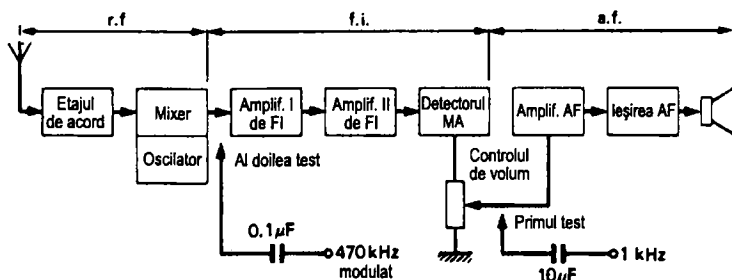


Figura 38.1

Împărțirea cea mai potrivită este, pe de o parte etajul AF și pe de altă parte etajul de FI/RF. Secțiunea de AF este întâi testată prin injectarea unui semnal de 1 kHz la intrare (controlul de volum) printr-un condensator de cuplaj (10-50 μF). Ieșirea slabă sau distorsionată sau complet absentă indică prezența defectului în acest bloc (figura 38.1). Secțiunea AF este acum divizată în două părți: etajul de ieșire și preamplificatorul. Fiecare etaj este testat pornind de la ieșire. Dacă defectul nu se află în etajul de AF, trebuie să se audă un semnal de 1 kHz curat în difuzor. Defectul trebuie atunci căutat în etajul de FI/RF.

Un test rapid pentru a vedea dacă defectul este în etajul de AF este testul **cu șurubelnița**. Atingeți cu o șurubelniță intrarea etajului AF (cu volumul dat la maxim). Dacă etajul este bun trebuie să auziți un zgomot în difuzor.

Dacă defectul este localizat înaintea etajului de AF/RF, se face o nouă împărțire, anume în blocul de FI și cel de RF. Secțiunea de FI se testează prin injectarea unui semnal MA de 470 kHz printr-un condensator de cuplaj (0,01 – 0,1 μF) la intrarea acestui etaj, adică în baza primului tranzistor de FI. Pentru receptoarele MF trebuie folosit un semnal de test MF pe 10,7 MHz. Un etaj FI bun va determina apariția unui ton clar în difuzor (400-600 Hz). În caz contrar, se face o nouă divizare a etajului, până la găsirea blocului defect, de exemplu unul dintre amplificatoarele de FI sau detectorul.

Dacă defectul este în etajul de RF, această secțiune este împărțită, dacă este posibil, și testată după cum urmează. Se injectează un semnal MA de 1000 kHz printr-un condensator de cuplaj (0,01 – 0,1 μF) la intrarea etajului. Receptorul trebuie acordat ca să recepționeze frecvența de 1000 kHz sau 300 m pe UM. Pentru receptoarele MF trebuie folosită o altă frecvență potrivită.

O alternativă la injectia de semnal este **vizualizarea semnalelor**, prin care un radio receptor sau alt echipament electronic este alimentat și acordat pe o stație (în cazul unui receptor) sau conectat la un semnal normal de intrare. Apoi se urmărește prezența sau absența semnalelor corespunzătoare în punctele de măsură potrivite, începând de la ieșire către intrare. Semnalele sunt urmărite cu un osciloscop pentru a verifica forma de undă și amplitudinea.

Principiul testării dinamice descris anterior poate fi aplicat oricărei familii de echipamente electronice defecte, realizând divizarea corespunzătoare în blocuri și aplicând semnalele potrivite.

EXEMPLUL 2: un divizor digital cu afișaj

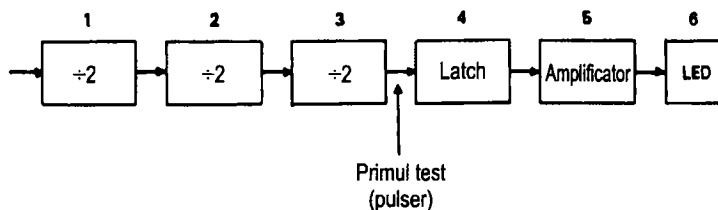


Figura 38.2

Un prim test este aplicat într-un punct potrivit la „jumătatea” lanțului de divizare, așa cum se arată în figura 38.2. Se folosește un pulser pentru a schimba starea logică la intrarea blocului 4. LED-ul de la ieșire trebuie să-și schimbe starea dacă latch-ul, amplificatorul și LED-ul sunt bune. Defectul trebuie, în acest caz, să fie căutat într-unul din divizoarele care preced blocul 4. Se repetă aceeași procedură folosind pulserul până se găsește divizorul defect. Dacă LED-ul nu-și modifică starea după primul test, atunci defectul se află în blocurile 4, 5 sau 6. Se aplică și în acest caz aceeași procedură cu pulserul aplicat la intrarea amplificatorului și așa mai departe.

Principiile testelor statice

O dată identificat etajul defect, se fac o serie de teste pentru a găsi componenta defectă.

1. Se începe cu un test de curent continuu. Se folosește un multimetru cu o sensibilitate de cel puțin 20000 Ω/V .
2. Realizați numai măsurări de tensiuni. Dacă se cer măsurări de curenți, estimați-le prin măsurarea tensiunii pe o rezistență de valoare cunoscută.
3. Dacă defectul nu este descoperit prin măsurări de curent continuu, atunci și numai atunci treceți la măsurători de curent alternativ, aplicând semnale de test etajului.

Aplicație cu un etaj amplificator

Să considerăm figura 38.3.

În mod normal, valorile care trebuie obținute prin măsurări de c.c. într-un circuit sunt date. Dacă nu, ele pot fi estimate cu un grad rezonabil de precizie. Măsurările de tensiune obținute pe un etaj defect sunt apoi comparate cu valorile normale. Această comparație ar trebui să dea o indicație bună asupra locului defectului. Întâi se determină punctul static de funcționare al tran-

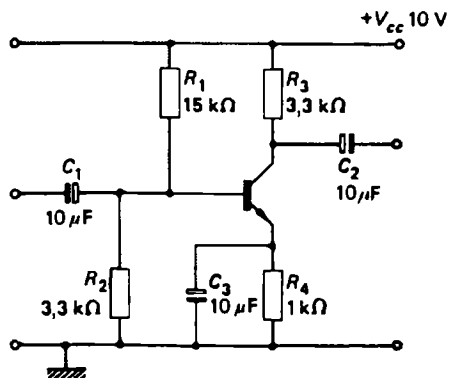


Figura 38.3 Măsurări normale : e 1,1 V;
b 1,72 V; c 6,37 V

zistorului:

- (a) tranzistorul blocat (sau aproape de blocare) nu apare nici un semnal de ieșire sau
- (b) tranzistorul saturat (sau aproape de saturație) producând un semnal de ieșire distorsionat sau
- (c) tranzistorul în punctul static normal.

O dată ce punctul static al tranzistorului a fost stabilit, pasul următor este de a determina cauza blocării sau a saturării. (În cazul unui punct de funcționare normal, defectul este de curent alternativ și va fi analizat mai târziu.)

Condiții de blocare

Curentul prin tranzistor încetează să circule, adică tranzistorul se blochează, dacă: (a) polarizarea directă $b - e$ este zero sau (b) calea de curent este întreruptă, adică R_3 este întreruptă, R_4 este întreruptă sau tranzistorul însuși este defect. În mod normal, când tranzistorul este blocat, valoarea tensiunii colectorului merge sus spre sursa de alimentare V_{cc} . Totuși, dacă R_3 este întreruptă, colectorul este flotant și de obicei se află la potențialul bazei. Când se conectează un voltmetru pentru a măsura tensiunea de colector, joncțiunea bază – colector devine polarizată direct, așa cum se arată în figura 38.4. Curentul va trece prin voltmetru, joncțiunea $b - c$ și R_1 , dând o valoare mică pe voltmetru. Această citire se datorează în întregime rezistenței voltmetrului.

Similar, când blocarea este produsă de întreruperea lui R_4 , emitorul este flotant și teoretic este la potențialul bazei. Totuși, un voltmetru conectat pentru a măsura tensiunea oferă o cale de trecere a curentului și o polarizare directă a joncțiunii bază – emitor dând pe voltmetru o valoare puțin mai mare decât normal (figura 38.5).

Tabelul 38.1 arată un rezumat al defectelor menționate mai sus. De remarcat în tabel că o tensiune mare V_{be} se referă la o creștere între 0,1 V și 0,2 V în polarizarea directă a joncțiunii bază – emitor.

Defectarea tranzistorului poate produce, de asemenea, condiția de blocare. Tensiunea citită în acest caz depinde de natura defectului, ca și de valorile componentelor. De exemplu, un scurtcircuit bază – emitor (figura 38.6) blochează tranzistorul și conectează pe R_4 în paralel cu R_2 făcând ca tensiunea din bază și din emitor să ajungă la o valoare determinată de divizorul de potențial $R_1 - R_2/R_4$. Tensiunea de colector va

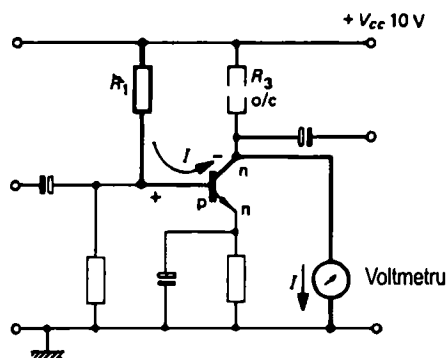


Figura 38.4 R_3 întreruptă, tranzistorul blocat:
e 0,3 V; b 0,94 V; c 0,3 V

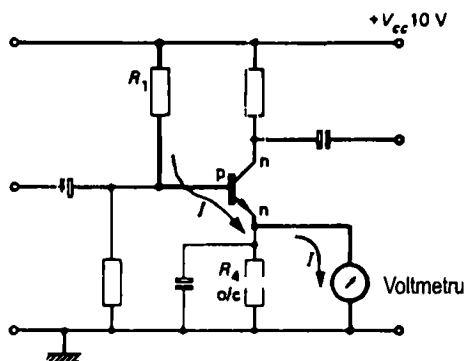


Figura 38.5 R_4 întreruptă, tranzistorul blocat:
e 1,25 V; b 1,74 V; c 10 V

ajunge desigur la valoarea tensiunii de alimentare V Figura 38.7 arată efectul unui scurtcircuit între emitor și colector.

Alte defecte cauzate de tranzistor sunt date în tabelul 38.2.

Tabelul 38.1 Condiții de blocare

Defectul	Cauza		
1 E	Zero	R_1 întreruptă	
B	Zero		
C	V_{cc}		
V_{be}	Zero		
2 E	Sus	R_4 întreruptă	
B	Normal		
C	V_{cc}		
V_{be}	Jos		
3 E	Jos ($\approx V_c$)	R_3 întreruptă	
B	Jos		
C	Jos ($\approx V_e$)		
V_{be}	Normal		

Tabelul 38.2

Defectul	Cauza		
1 E	Zero	B – E întreruptă	
B	Normal		
C	V_{cc}		
V_{be}	Foarte sus, nu poate fi susținut de funcționarea joncțiunii		
2 E	Jos	B – C întreruptă	
B	Jos		
C	V_{cc}		
V_{be}	Normal		

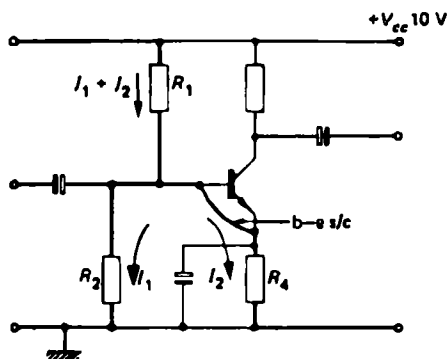


Figura 38.6 b-e scurtcircuit, tranzistorul blocat: e 0,48 V; b 0,48 V; c 10 V

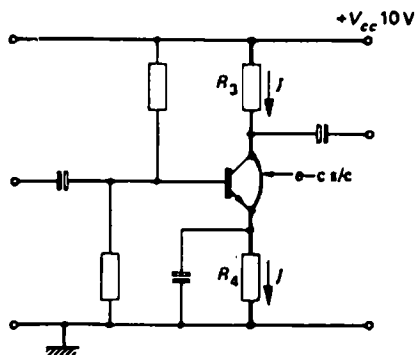


Figura 38.7 e – c scurtcircuit, tranzistorul blocat: e 2,29 V; b 1,77 V; c 2,99 V

Condiții de saturație

Așa cum s-a arătat în capitolul 21, curentul prin tranzistor este determinat de polarizarea directă prin joncțiunea bază - emitor. O creștere mică a acestei polarizări produce o creștere mare a curentului prin tranzistor. Când curentul prin tranzistor ajunge la valoarea maximă se spune că tranzistorul a ajuns la saturație. Tensiunea din colector scade, pe măsură ce curentul crește, până când la saturație este aproape identică cu cea din emitor, cu o diferență de 0,1-0,5 V. În general, la saturație, potențialele din bază, emitor și colector sunt cam la același nivel. Tabelul 38.3 rezumă cele de mai sus.

Condițiile statice normale de funcționare cu semnal de ieșire slab sau absent indică un defect de curent alternativ, de exemplu un condensator de cuplaj întrerupt. Înainte de a înlocui condensatorul suspectat, puneți un condensator bun de aceeași valoare peste componenta suspectată pentru a confirma defectul. Un condensator întrerupt (C_3 în figura 38.3) determină

un semnal de ieșire slab, dar nedistorsionat. Un condensator de cuplaj în scurtcircuit introduce o modificare a condițiilor statice de funcționare care depind de valorile din etajul precedent sau următor.

Pentru găsierea defectelor trebuie reținute următoarele:

1. Nu trageți concluzii numai din simpla citire a unei valori măsurate în comparație cu cea normală. Trebuie notate pe hârtie toate măsurările și comparate cu întregul set de valori normale.
2. Dacă măsurările sunt precise (cu un voltmetru cu 20000 Ω/V sunt posibile măsurări de până la 0,01 V), atunci, în marea majoritate a cazurilor, două măsurări egale indică un scurtcircuit. Totuși, acest lucru nu este totdeauna valabil și trebuie făcute și alte verificări înainte de a lua o decizie finală.

Aplicație cu porți logice

În aplicațiile digitale, defectele cele mai întâlnite sunt cele numite *stuck-at* (agățare-la), anume agățare la 0 sau agățare la 1 (pinul rămâne permanent la 0 logic sau respectiv la 1 logic). Pot apărea și alte defecte, cum ar fi pini deconectați sau scurtcircuitate între trasee.

Diagnosticarea defectelor în circuitele cu porți se face folosind un pulser, pentru a stimula intrările și urmărind efectul la ieșire cu o sondă logică. Pentru a verifica o poartă complet, se trece prin întregul tabel de adevăr. De exemplu, să considerăm circuitul digital prezentat în figura 38.8. Întâi se notează stările logice ale intrărilor și ieșirilor și apoi se compară cu tabelul de adevăr al circuitului.

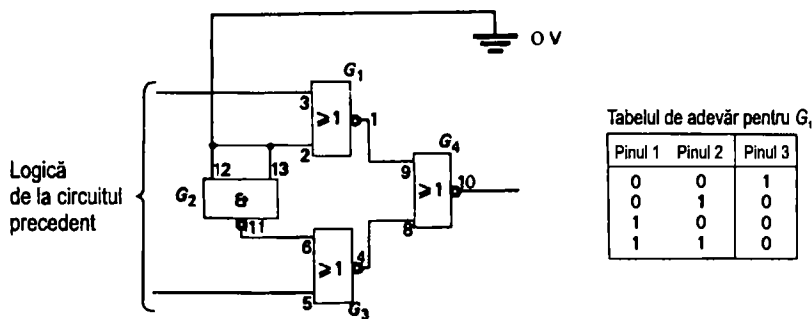


Figura 38.8

Dacă este apoi suspectată o poartă, atunci se fac teste suplimentare pe acea poartă folosind un pulser (generator de impulsuri) și o sondă logică. Să considerăm poarta G_1 . Pinul de intrare 2 este permanent la 0 logic. Pentru a testa poarta, pulserul este plasat la pinul de intrare 3 și sonda logică la ieșirea 1. Urmărind tabelul de adevăr al funcției NOR, se poate vedea că dacă o intrare este la 0 logic (pinul 2), o modificare la ieșire se poate obține dacă cealaltă intrare (pinul 3) își schimbă starea. De exemplu, dacă pinul 3 a fost inițial în 0 logic, atunci pinul de ieșire 1 va fi în 1 logic. Dacă pulserul va schimba starea pinului 3 în 1 logic, dacă poarta este bună, se va observa o modificare a stării ieșirii 1 din 1 logic în 0 logic. Modificarea opusă s-ar observa dacă intrarea 3 ar fi fost inițial în 1 logic. Teste similare se pot aplica celorlalte porți. De fiecare dată trebuie acordată atenție tabelului de adevăr al porții respective, pentru a ne asigura că aplicarea pulserului la una dintre intrări conduce de fapt la o modificare a ieșirii, căci altfel testul nu va fi concludent.

Aplicație la sistemele cu microprocesor

Diagnosticarea defectelor într-un sistem cu microprocesor cu structură de busuri necesită citirea secvențelor de adrese și de date care apar pe busurile de adrese și de date și compararea lor cu o listă considerată bună. Un defect, cum ar fi linia 3 de pe busul de date D_3 , agățată în 0, ar fi indicat de un 0 permanent pe D_3 . O astfel de listare, numită **listare de stări**, este produsă de un analizor logic. O listă tipică de stări este prezentată în figura 38.9.

În mod alternativ, se poate folosi un analizor de semnătură pentru a captura o secvență de biți într-un nod, numită semnătură, și compararea ei cu o semnătură corectă. O diferență indică un defect.

AQU MEM		STATE LISTING				Set-up: DEMO DATA	
POS	ADDRESS	DATA	SYN	R/W	NMI	IRQ	UNUSED
0000	1111111111111100	11100000	0	1	1	1	1111
0001	1111111111111101	11111110	0	1	1	1	1111
0002	1111111011100000	10101110	1	1	1	1	1111
0003	1111111011100001	00000011	0	1	1	1	1111
0004	1111111011100010	11111000	0	1	1	1	1111
0005	1111100000000011	11111000	0	1	1	1	1111
0006	1111111011100011	11010000	1	1	1	1	1111
0007	1111111011100100	00001110	0	1	1	1	1111
0008	1111111011100101	11001010	0	1	1	1	1111
0009	1111111011110011	10100000	1	1	1	1	1111
0010	1111111011110100	10000000	0	1	1	1	1111
0011	1111111011110101	10100010	1	1	1	1	1111
0012	1111111011110110	00001001	0	1	1	1	1111
0013	1111111011110111	10010100	1	1	1	1	1111
0014	1111111011111000	00001110	0	1	1	1	1111
0015	0000000000001110	10000000	0	1	1	1	1111

RUN STATUS		SINGLE MODE		STOPPED		TRIGGERED	
Inputs : 111110010101100 00000000 0 1 1 1 1101							
SINGLE	REPEAT	MONITOR	COND.RPT	FAST.ROLL	SLOW.ROLL	INFO	EXIT

Figura 38.9

Exemple de găsire a defectelor

În fiecare exemplu sunt descrise condiții diferite de defectare. În fiecare caz sunt considerate defecte apărute într-un singur punct într-o singură componentă, dar pot fi mai multe componente care să determine defectul. Toate potențialele testate sunt măsurate în volți față de masă, cu un voltmetru de 20000 Ω/V .

1. Amplificator cuplat în c.c.

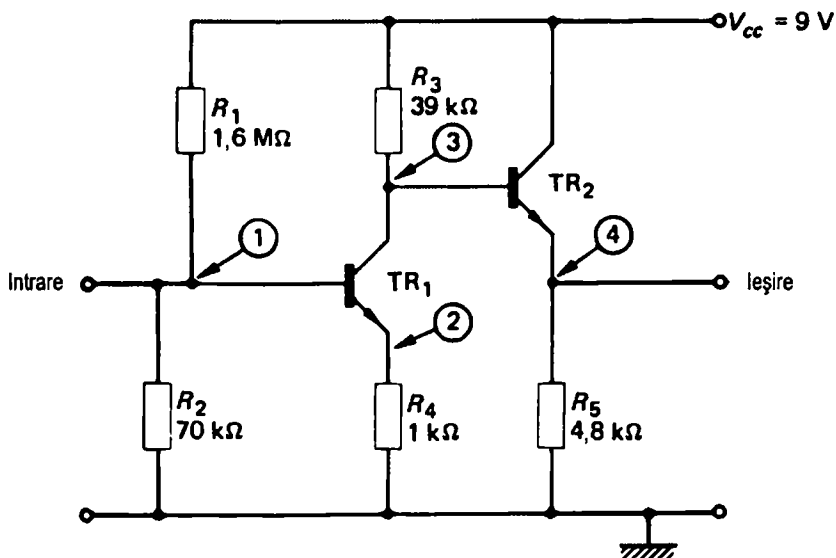


Figura 38.10

Fie figura 38.10.

Punctul de testare	1	2	3	4
Citirea normală	0,7	0,1	5,1	4,5
Defectul A (absența ieșirii)	0	0	8,65	8
Defectul B (absența ieșirii)	0,01	0,01	8,4	7,75
Defectul C (absența ieșirii)	0,48	0	0,02	0
Defectul D (absența ieșirii)	0,7	0,1	5,1	4,7

DEFECTUL A

Tranzistorul TR_1 este blocat, emitorul este la 0 V și colectorul este la tensiunea V_{cc} . Blocarea este determinată de baza lui TR_1 (punctul de testare 1) care este la zero volți. Deoarece cele două tranzistoare sunt cuplate în c.c., tensiunea din baza lui TR_2 crește o dată cu colectorul lui TR_1 , făcând ca TR_2 să fie saturat.

Răspuns R_1 este întreruptă.

DEFECTUL B

Tranzistorul TR_1 este blocat. Tensiunile în punctele de testare 1 și 2 sunt egale, sugerând un scurtcircuit. Această tensiune este determinată de lanțul R_1 ($1,6\text{ M}\Omega$) în serie cu R_2 ($70\text{ k}\Omega$) cu ultimul rezistor șuntat de R_4 ($1\text{ k}\Omega$). Ca și la defectul A, TR_2 este saturat.

Răspuns: TR_1 are b – e scurtcircuitată.

DEFECTUL C

Tranzistoarele TR_1 și TR_2 sunt ambele blocate. Tensiunea de emitor a lui TR_2 este zero (punctul de testare 4) indicând blocarea. TR_1 are o tensiune de colector mică, sugerând saturarea, în timp ce emitorul (punctul de testare 2) este la zero. Prin urmare, TR_1 trebuie să fie blocat datorită întreruperii rezistenței de colector. Baza lui TR_1 este jos datorită unui curent de bază mare care trece prin rezistența mare R_1 ($1,6\text{ M}\Omega$).

Răspuns: R_3 este întreruptă.

DEFECTUL D

Tranzistorul TR_1 funcționează normal. Tranzistorul TR_2 saturat ar produce o tensiune de emitor mare. De vreme ce emitorul este la o tensiune aproape normală și în absența unui posibil defect de c.a., TR_2 trebuie să fie blocat. Un tranzistor defect, având de exemplu întreruperea joncțiunii b-c ar conduce la o tensiune de emitor zero. O întrerupere a joncțiunii b-e ar conduce la o tensiune de emitor mică. Defectul trebuie să fie R_5 întreruptă, cu tensiunea citită în punctul de măsură 4 datorată rezistenței voltmetrului.

Răspuns: R_5 este întreruptă.

2. Amplificator cu două etaje cuplate prin circuit R – C

Să considerăm figura 38.11.

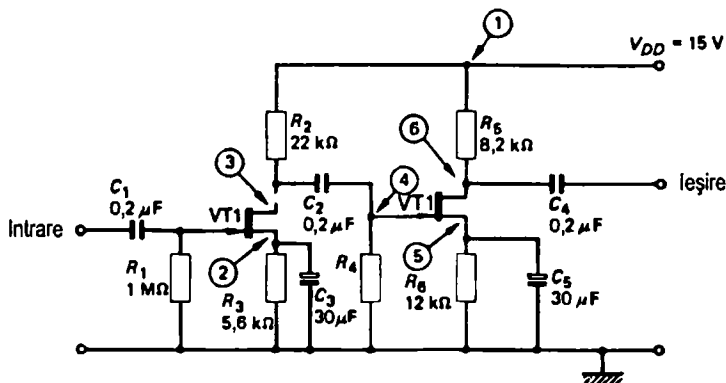


Figura 38.11

Punctul de test	1	2	3	4	5	6
Citirea normală	15	2,4	5,55	0	3,3	12,75
Defectul A (absența ieșirii)	15	0	0	0	3,3	12,75
Defectul B (absența ieșirii)	15	2,4	5,55	5,55	7,5	9,9
Defectul C (absența ieșirii)	15	2,4	5,55	0	4,1	15
Defectul D (absența ieșirii)	15	2,4	5,55	0	6,1	10,8
Defectul E (ieșirea slabă)	15	2,4	5,55	0	3,3	12,75

DEFECTUL A

VT_1 este blocat. VT_2 este normal. Tensiunile de drenă și de sursă zero sugerează că R_2 este întreruptă. De remarcat că dacă R_3 ar fi fost întreruptă, s-ar fi măsurat o tensiune de sursă mare.

Răspuns: R_2 este întreruptă.

DEFECTUL B

VT_1 este normal. VT_2 este saturat (sursa sus, дрена jos). Un FET se saturează dacă polarizarea inversă poartă – sursă V_{GS} este redusă. Cu un FET cu canal n folosit în circuit, aceasta se poate întâmpla fie prin creșterea tensiunii de poartă la valori pozitive (către sursă), reducând tensiunea V_{GS} , fie prin eliminarea rezistenței din poartă (vedeți și defectul D). Punctele de test 3 și 4 sunt la potențiale egale, ceea ce sugerează că C_2 este scurtcircuitat. Aceasta va mări tensiunea de poartă a lui VT_2 , ceea ce reduce polarizarea inversă și crește curentul prin tranzistor.

Răspuns: C_2 are scurtcircuit.

DEFECTUL C

VT_1 este normal. VT_2 are drenă la 15 V, ceea ce sugerează blocarea. Creșterea tensiunii de sursă (punctul de test 5) arată că R_6 este întreruptă cu tensiunea măsurată în sursă datorată rezistenței voltmetrului. De remarcat că un FET defect, cum ar fi o joncțiune întreruptă, conduce la o tensiune zero măsurată pe sursă.

Răspuns: R_6 este întreruptă.

DEFECTUL D

VT_1 este normal. VT_2 este saturat (sursa sus, drenă jos). De vreme ce tensiunea de poartă rămâne la valoarea zero, saturația este datorată rezistenței din poartă care s-a întrerupt, astfel eliminând polarizarea inversă poartă – sursă și crescând curentul de drenă.

Răspuns: R_4 este întreruptă.

DEFECTUL E

Toate tensiunile continue sunt normale. Prin urmare, defectul este în curent alternativ. Ieșirea joasă sugerează o întrerupere a condensatorului de decuplare care introduce o reacție negativă și reduce câștigul amplificatorului.

Răspuns: C_3 sau C_5 sunt întrerupte.

3. Surse de alimentare stabilizate

Fie figura 38.12.

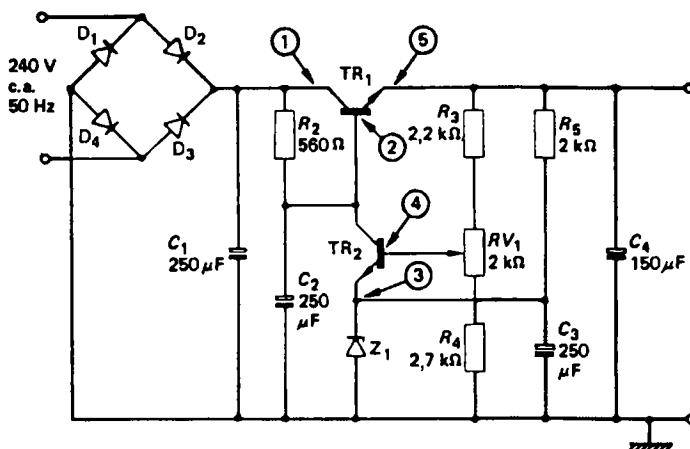


Figura 38.12

Punctul de test	1	2	3	4	5
Citirea normală	18	14,1	8,75	9,35	13,3
Defectul A	19,5	2,65	0	0,7	2
Defectul B	19,8	13,5	8,75	9,35	13,5
Defectul C	20	20	8,65	0	19,3
Defectul D	19,5	0	0	0	0
Defectul E	20	20	0	0	0

Observație: Totdeauna începeți prin verificarea tensiunii zener de referință. O valoare zero sau mică indică faptul că zenerul nu este în zona de străpungere, fie din cauza defectării zenerului însuși fie a rezistenței prin care este alimentat.

DEFECTUL A

Tensiunea de referință zener este zero, ceea ce indică un scurtcircuit între punctul de test 3 și masă. De remarcat că întreruperea lui R_5 nu ar duce la o măsurare nulă în punctul de test 3, deoarece rezistența voltmetrului ar închide circuitul de emitor al lui TR_2 , rezultând o măsurare negativă.

Răspuns: Z_1 sau C_3 sunt scurtcircuitate.

DEFECTUL B

Tensiunea zener este normală. Punctele de test 2 și 5 sunt la potențiale identice, sugerând un scurtcircuit. Transistorul TR_1 este blocat, prin urmare colectorul lui (punctul de test 1) a crescut.

Răspuns: Tranzistorul TR_1 are joncțiunea b-e scurtcircuitată.

DEFECTUL C

Tensiunea zener este cu 0,1 V sub normal, indicând că, deși zenerul este în zona de străpungere, preia un curent mai mic decât în mod normal. Aceasta se datorează tranzistorului TR_2 care este blocat (remarcați colectorul la tensiunea de 20 V). Blocarea este datorată tensiunii de zero volți în bază a lui TR_2 , indicând defectarea lanțului de polarizare.

Răspuns: R_3 sau partea de sus a lui RV_1 este întreruptă.

DEFECTUL D

Tensiunea zero pe zener este cauzată de tensiunea nulă în punctul de măsură 5. Tranzistorul TR_2 este blocat (baza și emitorul sunt împreună la 0 V). Punctul de test 1 este aproape normal, dar totuși colectorul lui TR_2 este la zero volți. Aceasta indică o defectare a componentelor R_2 sau C_2 .

Răspuns: R_2 este întreruptă sau C_2 este scurtcircuitat. (Scurtcircuitarea lui C_2 ar duce oricum la întreruperea lui R_2 datorită curentului mare care ar trece prin ea.)

DEFECTUL E

Tensiunea zero pe zener este provocată de tensiunea zero în punctul de măsură 5. Tensiunea pe joncțiunea b-e a tranzistorului TR_1 = punctul de test 2 – punctul de test 5 = 20 V – 0 = 20 V. O joncțiune pn nu poate suporta o tensiune mai mare de 0,7 V.

Răspuns: Tranzistorul TR_1 are joncțiunea b-e întreruptă.

4. Etaje de ieșire

Fie figura 38.13.

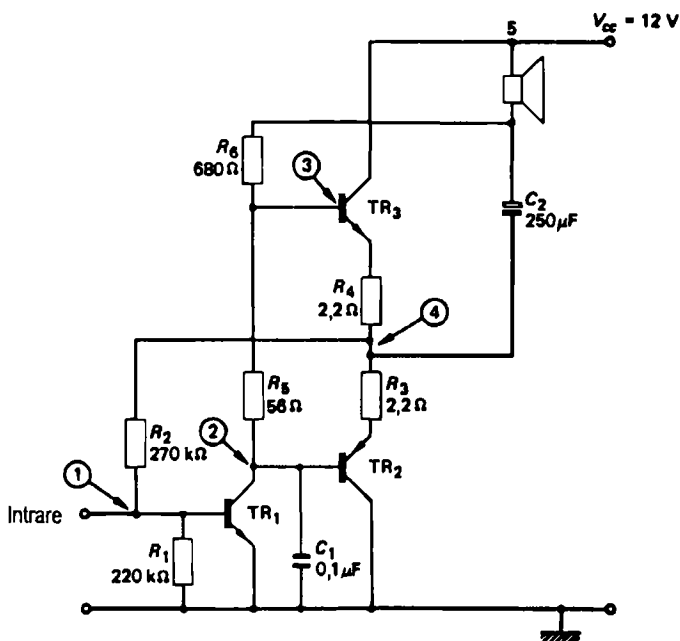


Figura 38.13

Punctul de test	1	2	3	4	5
Citirea normală	0,61	6,3	6,7	6,45	12
Defectul A (ieșirea nulă)	0	12	12	12	12
Defectul B (ieșirea nulă)	0,19	0	0,79	1,09	12
Defectul C (ieșirea foarte joasă)	0,4	1,1	1,08	1,08	12
Defectul D (ieșirea nulă)	0,61	5,85	6,22	6,0	12

Observație: Începeți prin a măsura punctul de test 4, unde tensiunea ar trebui să fie aproximativ $1/2$ din valoarea V_{cc} . Dacă punctul de test 4 este sus, atunci tranzistorul TR_3 conduce mai mult decât TR_2 și viceversa.

DEFECTUL A

Punctul 4 este V_{cc} . Tranzistorul TR_3 este saturat și TR_2 este blocat. Colectorul lui TR_1 (punctul 2) este la V_{cc} , indicând că TR_1 este blocat. Baza lui TR_1 este la zero volți, prin urmare defectul este în lanțul de polarizare.

Răspuns: R_2 este întreruptă.

DEFECTUL B

Punctul de test 2 este la zero volți, sugerând un scurtcircuit la masă. Un astfel de scurtcircuit ar face ca joncțiunea b-e a tranzistorului TR_2 să conducă foarte tare, încărcând C_2 și reducând potențialul în punctul 4. Tensiunea mică de bază a lui TR_1 se datorează tensiunii mici din punctul 4.

Răspuns: Joncțiunea b-c a lui TR_2 este scurtcircuitată sau C_1 este scurtcircuitat.

DEFECTUL C

Punctul de test 4 este jos. C_2 este încărcat de TR_2 , care conduce mai mult decât normal datorită tensiunii joase din bază (punctul de test 2). Potențialul mic din punctul de test 2 nu se datorează tranzistorului TR_1 saturat. De remarcat că polarizarea directă b-e este mică, de 0,4 V, în loc de 0,61 V. TR_1 trebuie deci să fie spre blocare, datorită întreruperii rezistenței de colector. Tranzistorul TR_1 nu este complet blocat. El conduce prin joncțiunea b-e a lui TR_2 , încărcând astfel pe C_2 și aducând punctul de test 4 în jos până la 1,08 V.

Baza lui TR_3 este la același potențial cu colectorul lui TR_1 , de vreme ce nici un curent nu trece prin R_3 . Tranzistorul TR_3 este blocat.

Răspuns: R_6 este întreruptă.

DEFECTUL D

Măsurările sunt aproximativ normale. Prin urmare, defectul este de curent alternativ. O întrerupere a lui C_2 ar determina o tensiune în punctul 4 ușor mai mică decât normal, de vreme ce echilibrul între cele două tranzistoare de ieșire, TR_2 și TR_3 , nu se mai realizează prin sarcina de pe C_2 .

Răspuns: C_2 este întrerupt.

5. Multivibratori bistabili

Fie figura 38.14.

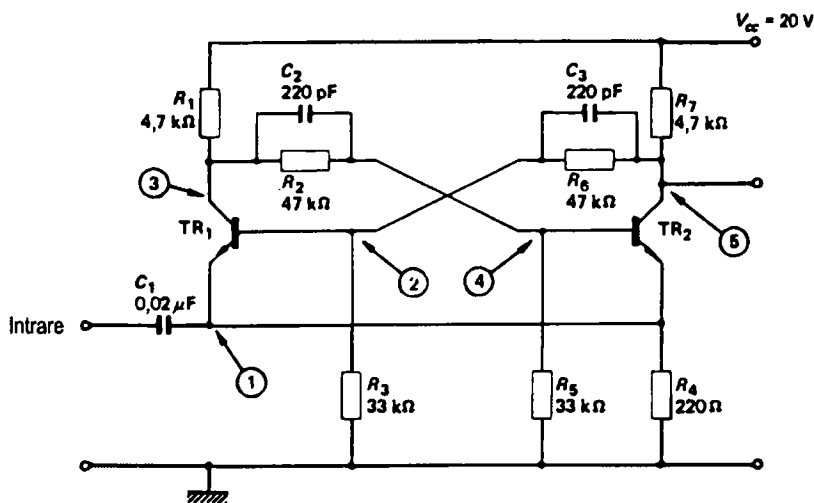


Figura 38.14

Măsurările normale ar fi următoarele:

Punctul de test	1	2	3	4	5
Starea I (TR_1 închis)	1,1	0,45	18,5	1,3	1,2
Starea II (TR_1 deschis)	1,1	1,3	1,2	0,45	18,5

În fiecare din cazurile următoare ieșirea nu se modifică la sosirea unui impuls la intrare.

Punctul de test	1	2	3	4	5
Defectul A	0,95	0,95	18,5	1,6	1
Defectul B	0,95	0	18,5	1,6	1
Defectul C	0,1	0,7	0,1	0,05	18,5
Defectul D	1,1	0,45	18,5	1,3	1,2
Defectul E	7,7	8	19	8	19

Observație: Bistabilul are două stări stabile în care se poate opri, prin urmare două seturi de măsurători normale. Când se localizează un defect, întâi se determină starea fiecărui tranzistor, apoi se compară măsurarea în condiții de defect cu valorile normale, pentru a determina motivul pentru care starea nu se schimbă din una în cealaltă.

DEFECTUL A

TR_1 este blocat, TR_2 este deschis. Tensiunea b-e zero a lui TR_1 sugerează un scurtcircuit

între bază și emitor. Tensiunea în pinul de test 1 (0,95 V) este acum redusă datorită efectului de șuntare a lui R_3 de către R_4 .

Răspuns: TR_1 are joncțiunea b-e scurtcircuitată.

DEFECTUL B

TR_1 este blocat, TR_2 este deschis. Tensiunea zero din baza tranzistorului TR_1 sugerează un defect în lanțul de polarizare R_6 - R_3 .

Răspuns: R_6 este întreruptă.

DEFECTUL C

Tranzistorul TR_2 este blocat. TR_1 pare saturat; totuși tensiunea mică de emitor (punctul de test 1 la 0,1 V) indică faptul că blocarea se datorează întreruperii rezistenței de colector R_1 . Tensiunea măsurată în colectorul lui TR_1 (punctul de test 3) se datorează rezistenței voltmetrului. Tensiunea măsurată în emitor (punctul de test 1) se datorează unui curent de bază mare care circulă prin joncțiunea b-e a tranzistorului TR_1 polarizată direct.

Răspuns: R_1 este întreruptă.

DEFECTUL D

Măsurările de c.c. sunt corecte. Prin urmare, defectul este de curent alternativ.

Răspuns: C_1 este întrerupt.

DEFECTUL E

Măsurările sunt simetrice, cu ambele tranzistoare TR_1 și TR_2 blocate. Prin urmare defectul trebuie să fie comun ambelor tranzistoare. R_4 este singura componentă comună care afectează condițiile statice ale circuitului. Măsurarea din punctul 1 se datorează rezistenței voltmetrului.

Răspuns: R_4 este întreruptă.

6. Circuite digitale

Fie figura 38.15.

Descrierea circuitului: figura 38.15 arată o parte dintr-un semafor de trafic. Impulsurile aplicate la intrare sunt numărate de numărătorul binar IC5, care divide intrarea cu factorul 5, așa cum se arată în tabelul funcțiilor de ieșire. Cele trei ieșiri ale IC5, anume C (pinul 8), B (pinul 9) și A (pinul 12) formează un cod binar pentru fiecare funcție a sistemului de comandă luminoasă a traficului. De exemplu, când ieșirea CBA a IC5 este 000, se aprinde LED-ul Galben, iar LED-urile Roșu și Verde sunt stinse, iar pentru o ieșire 011 LED-urile Galben și Roșu sunt aprinse, iar LED-ul Verde este stins și așa mai departe. Numărătorul se resetează la 000 după Verde. Porțile combinaționale urmăresc numărătorul printr-un circuit care asigură aprinderea corectă al LED-ului sau a LED-urilor. IC7 a, b și c sunt amplificatoare de comandă.

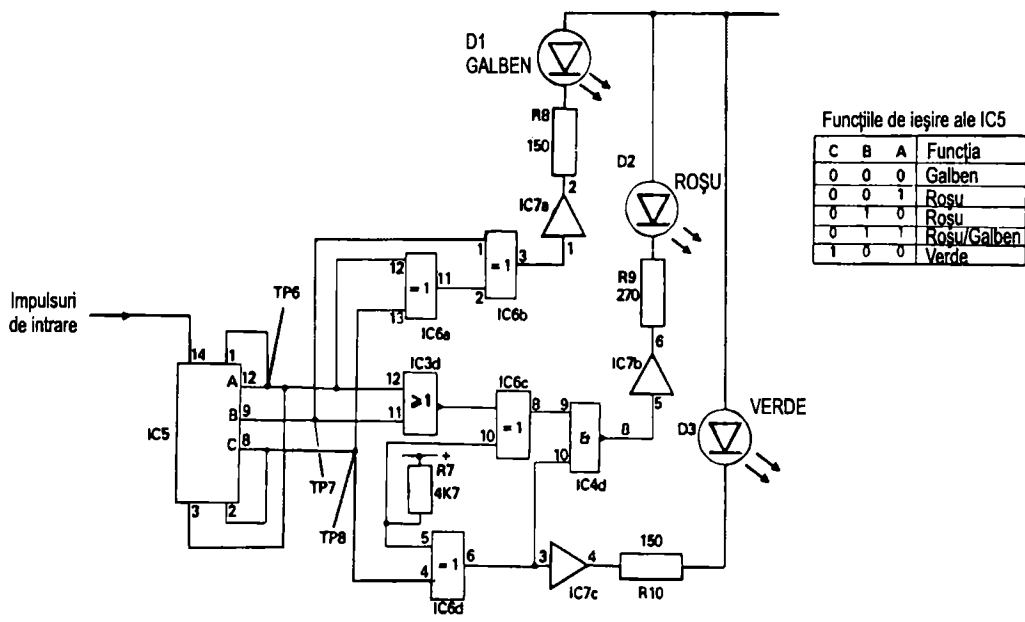


Figura 38.15

Din următoarele măsurări și simptome se deduc posibilele defecte.

SIMPTOMUL: LIPSĂ VERDE

S-au observat următoarele stări logice în nodurile respective atunci când s-a cercetat funcționarea lui prin aplicarea impulsurilor de intrare. Toate măsurările s-au făcut folosind o sondă logică.

Pinii	IC5			IC6d			IC7c	
	C	B	A	4	5	6	3	4
	0	0	0	0	1	1	1	1
	0	0	1	0	1	1	1	1
	0	1	0	0	1	1	1	1
	0	1	1	0	1	1	1	1
	0	0	0	0	1	1	1	1
	0	0	1	0	1	1	1	1

Răspuns: Ieșirile lui IC5 arată că secvența pentru Verde (100) lipsește, pinii 3 și 4 ai lui IC7 sunt permanent în 1, menținând LED-ul Verde stins. Defectul se află la pinul C al IC5, care este agățat la 0. Numărătorul se resetează deci la 000 imediat după secvența Roșu / Galben.

Defectul suspectat: IC5 – pinii 8 sau 2 agățați în 0.

TESTAREA COMPONENTELOR

Testarea componentelor este realizată, în general, prin utilizarea unui ohmmetru. Rezistența componentei este măsurată și comparată cu a unei componente bune.

Rezistențe și bobine

Rezistența unei bobine sau a unei rezistențe se poate măsura destul de precis, dând astfel o indicație asupra unui posibil defect. Rezistențele tind să-și mărească valoarea sau să se întrerupă. Foarte puține devin scurtcircuit. Bobinele (și transformatoarele) se întrerup ceea ce este ușor de determinat. Ele pot însă avea și scurtcircuite interne, cum ar fi scurtcircuite între spire, ceea ce este destul de frecvent, dar greu de detectat prin măsurări cu ohmmetrul, sau scurtcircuite între spire și carcasă, ceea ce este ușor de determinat.

Condensatoare

Un condensator se poate întrerupe, scurtcircuita sau poate căpăta o rezistență internă. Scurtcircuitul sau rezistența internă pot fi ușor depistate printr-o măsurare cu ohmmetrul. Pe de altă parte, este mai dificil să se confirme o defecțiune manifestată printr-o întrerupere. Când terminalele unui ohmmetru sunt conectate la un condensator, bateria ohmmetrului începe să încarce condensatorul. În cazul în care condensatorul are o valoare mare, se poate observa cum indicatorul sare către zero și revine apoi încet către infinit, pe măsură ce condensatorul se încarcă. Totuși, un condensator mic s-ar încărca prea repede pentru ca un aparat de măsură să poată înregistra vreo mișcare.

Condensatoarele electrolitice pot fi testate pentru determinarea întreruperii, datorită capacității lor mari și datorită curentului lor mare de pierdere, care dă o măsurare de rezistență destul de joasă (câteva sute de $k\Omega$), atunci când sunt conectate cu polaritatea corectă.

Condensatoarele își mai pot schimba valoarea, caz în care este necesară o măsurare cu o punte și trebuie cunoscută valoarea inițială a condensatorului.

Diode

Testarea dispozitivelor semiconductoare presupune în general măsurarea rezistenței directe și inverse a joncțiunii pn. Pentru diode, ohmmetrul este întâi conectat ca în figura 38.16(a) cu polul negativ conectat la anod și polul pozitiv conectat la catod. Dioda este astfel polarizată invers, indicând la măsurare o rezistență mare (de ordinul $M\Omega$). Polaritatea este apoi inversată, așa cum se arată în figura 38.16(b), realizând o polarizare directă a diodei. Se va înregistra o rezistență directă ($600-1000 \Omega$ pe un instrument analogic cu ac indicator și bobină mobilă și câțiva ohmi pe un instrument EVM sau DVM). O diodă care oferă o rezistență mică în ambele sensuri este străpunsă și poate fi considerată scurtcircuit.

Testul cu ohmmetrul poate fi făcut și pentru a identifica anodul și catodul diodei. Când ohmmetrul indică o rezistență mică (adică polarizarea este directă), așa cum se arată în figura 38.16(b), polaritatea ohmmetrului este aceeași cu a diodei, adică terminalul pozitiv (negru) este conectat la anod și terminalul negativ (roșu) este conectat la catod.

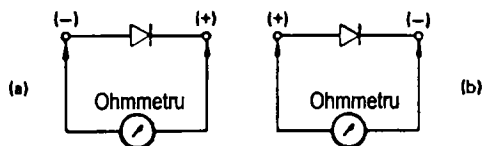


Figura 38.16

Tranzistoare bipolare

Tranzistorul bipolar constă din două joncțiuni pn care sunt testate individual în același mod cu o diodă cu joncțiune. Se măsoară separat rezistența directă a joncțiunilor b-e și b-c. În mod normal, valorile citite sunt de același ordin de mărime ca și în cazul diodei obișnuite. Trebuie, de asemenea, testată și rezistența între emitor și colector și aceasta trebuie să fie de ordinul $M\Omega$ sau infinită în ambele sensuri.

FET-ul cu joncțiune

Se folosește ohmmetrul pentru a măsura atât rezistența ambelor joncțiuni, cât și a canalului însuși. Pentru un FET bun trebuie obținute următoarele valori:

Drenă-poartă (polarizare directă) – mică ($40\ \Omega$).

Drenă-poartă (polarizare inversă) – infinit ($M\Omega$).

Poartă-sursă (polarizare directă) – mică ($40\ \Omega$).

Poartă-sursă (polarizare inversă) – infinit ($M\Omega$).

Drenă-sursă sau rezistența canalului (în ambele direcții) – mică ($100\ \Omega$).

Tiristorul

Rezistențele, atât cea directă cât și cea inversă între anod și catod, sunt foarte mari. Se poate realiza deschiderea dispozitivului prin conectarea ohmmetrului pentru polarizarea directă, așa cum se arată în figura 38.17. Dacă poarta este acum scurtcircuitată la anod, curentul de poartă circulă și deschide tiristorul, făcându-l să conducă. Indicația pe ohmmetru scade la o valoare mică ($100\ \Omega$). Citirea pe ohmmetru rămâne mică chiar dacă scurtcircuitul între poartă și anod se elimină.

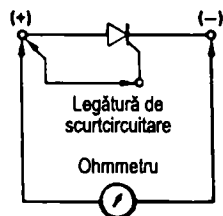


Figura 38.17

Testarea în circuit

Este totdeauna recomandabil ca o componentă suspectată de a fi defectă să fie măsurată în circuit. O dată confirmat defectul se poate trece la înlocuirea ei. Aceste teste sunt realizate cu ajutorul unui ohmmetru și în general sunt numite *teste de continuitate*. Atunci când se fac teste în circuit trebuie avută grijă totdeauna ca efectele de șuntare a componentelor celorlalte să fie minimizate sau să fie luate în considerare în interpretarea rezultatelor testelor.

Măsurarea în circuit a unei rezistențe

Să considerăm circuitul din figura 38.18, unde R_x ar fi citită ca rezistența totală între punctele A și B. De asemenea, $R_1 + R_2 = 10 \text{ k}\Omega + 10 \text{ k}\Omega = 20 \text{ k}\Omega$ oferă o cale paralelă de trecere a curentului pentru ohmmetru, micșorând valoarea citită. Dacă R_x este bună, citirea pe ohmmetru va fi:

$$\frac{10 \text{ k}\Omega \times 20 \text{ k}\Omega}{10 \text{ k}\Omega + 20 \text{ k}\Omega} = \frac{200}{30} \text{ k}\Omega = 6,67 \text{ k}\Omega$$

Dacă R_x este întreruptă, ohmmetrul va măsura numai rezistența de șunt, anume $20 \text{ k}\Omega$.

Circuitul din figura 38.18 are o cale paralelă de o rezistență comparabilă cu cea a componentelor testate. De aceea, efectul ei trebuie acceptat și luat în considerație. În figura 38.19, $R_x = 220 \Omega$. Rezistența de șunt $10 \text{ k}\Omega + 10 \text{ k}\Omega = 20 \text{ k}\Omega$, care este de 100 de ori mai mare decât cea măsurată. În acest caz, efectul rezistenței de șunt poate fi neglijat.

În cazul în care componenta de testat are valori mult mai mari decât rezistența totală a căii de șunt (figura 38.20), o testare în circuit devine nesemnificativă. Ohmmetrul indică o valoare aproximativ egală cu a rezistenței totale de șunt. Pentru circuitul din figura 38.20

$$\text{valoarea măsurată} = \frac{100 \times 20}{100 + 20} = \frac{2000}{120} = 19 \text{ k}\Omega.$$

De remarcat că pentru o rezistență bună, valoarea măsurată este totdeauna egală sau mai mică decât valoarea ei reală (datorită căii de șuntare). Dacă *se citește* o valoare mai mare, atunci compomenta s-a întrerupt sau și-a mărit valoarea.

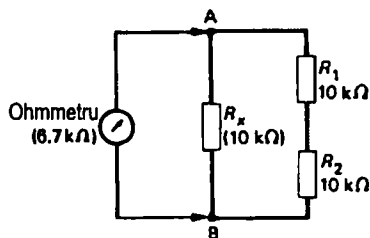


Figura 38.18

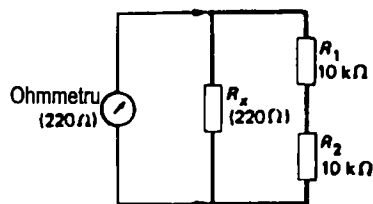


Figura 38.19

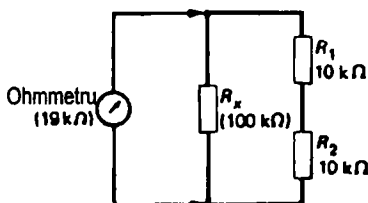


Figura 38.20

În multe cazuri, o cale de șunt poate include o joncțiune pn, fie sub forma unei diode, fie sub forma unei joncțiuni b-e sau b-c a unui tranzistor. Figura 38.21 arată un amplificator simplu cu un singur tranzistor. Pentru a testa rezistența R_2 , presupunem că ohmmetrul este conectat cu terminalul pozitiv pe bază și cel negativ pe masă. Joncțiunea b-e devine polarizată direct de către bateria ohmmetrului și oferă o rezistență mică de șunt către R_4 , așa cum se vede în figura 38.21(a) și prin urmare citirea pe aparat nu este concludentă. Dacă în schimb inversăm conectarea ohmmetrului, cu terminalul negativ conectat în bază și cel pozitiv la masă, ca în figura 38.21(b), joncțiunea b-e devine polarizată invers. Calea de șunt are acum o rezistență inversă a joncțiunii b-e foarte mare (peste 500 k Ω) în serie cu R_4 . Efectul acestei rezistențe de șunt atât de mari este, desigur, neglijabil.

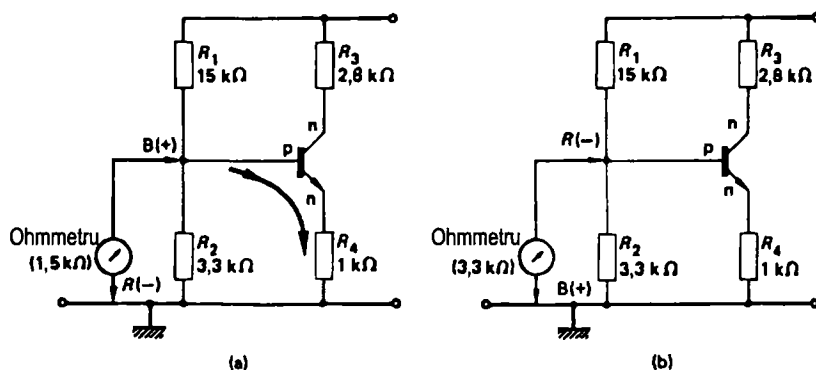


Figura 38.21

Prin urmare, în general, când se măsoară o rezistență în circuit, terminalele ohmmetrului trebuie conectate în așa fel încât să polarizeze invers o eventuală joncțiune pn aflată pe o cale de șunt a rezistenței de măsurat, pentru a minimiza efectul acelei căi de șunt. În practică se fac două măsurări separate, cu terminalele ohmmetrului conectate în ambele sensuri. *Citirea cea mai mare este totdeauna cea mai apropiată de valoarea reală.*

Inductori

Inductorii (sau transformatoarele) au rezistență foarte mică. Prin urmare, numai căile de șunt de rezistență foarte mică pot avea efect notabil asupra preciziei măsurării.

Condensatoare

Apariția pierderilor printr-un condensator poate fi confirmată prin măsurarea în circuit cu ohmmetrul numai dacă rezistența căii de șunt este calculată cu o precizie rezonabilă. La testarea unui condensator electrolitic, trebuie ca terminalele ohmmetrului să fie conectate în așa fel încât condensatorul să fie corect polarizat.

Diodă și tranzistoare

Pentru testarea unei diode sau a unui tranzistor trebuie verificate rezistențele directe și inverse ale fiecărei joncțiuni. Polarizată direct, rezistența joncțiunii este mică, iar efectul

unei căi de șunt este foarte mic. De exemplu, rezistența măsurată pe o joncțiune b-c a tranzistorului, polarizată direct este de aproximativ $400\ \Omega$ (figura 38.21). În sens invers rezistența este foarte mare, măsurarea cu ohmmetrul arătând mai ales rezistența căii de șunt. Pentru rezistența inversă a joncțiunii b-c a tranzistorului din figura 38.21, ohmmetrul va arăta aproximativ $R_j + R_i = 2,8\ \text{k}\Omega + 15\ \text{k}\Omega = 17,8\ \text{k}\Omega$.

De remarcat că pentru o joncțiune întreruptă, atât rezistența directă cât și cea inversă vor fi identice ($17,8\ \text{k}\Omega$ pentru joncțiunea b-c întreruptă din figura 38.21).

Exercițiile vizează capitolele 20 – 38. Pentru răspunsuri vedeți Anexa VII.

- 1 Rezistența inversă a unei diode cu germaniu este $2\text{ M}\Omega$, la o temperatură ambiantă de 25°C . Dacă temperatura ambiantă crește la 70°C , rezistența inversă va fi de aproximativ:

(a) $1\text{ k}\Omega$
 (b) $100\text{ k}\Omega$
 (c) $2\text{ M}\Omega$
 (d) $5\text{ M}\Omega$

- 2 Fie figura Q.1. Dacă D_1 este o diodă cu siliciu, tensiunea dintre punctele A și B va fi de:

(a) 0 V
 (b) $0,3\text{ V}$
 (c) $0,6\text{ V}$
 (d) 5 V

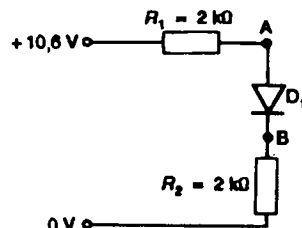


Figura Q.1

- 3 Fie figura Q.1. Tensiunea pe R_1 este:

(a) 0 V
 (b) $0,6\text{ V}$
 (c) 5 V
 (d) 10 V

- 4 Fie figura Q.2. Cu intrarea de la rețea de 240 V r.m.s. , vârful de tensiune inversă pe fiecare diodă va fi de aproximativ:

(a) 170 V
 (b) 240 V
 (c) 350 V
 (d) 700 V

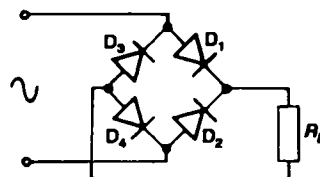


Figura Q.2

- 5 Curentul anodic al unui tiristor poate fi întrerupt prin aplicarea:

(a) unei tensiuni negative pe poartă
 (b) unei tensiuni pozitive pe poartă
 (c) unei tensiuni negative pe catod
 (d) unei tensiuni negative pe anod

- 6 Fie figura Q.3. Curentul care trece prin zener este:

(a) 20 mA
 (b) 18 mA
 (c) 2 mA
 (d) 0

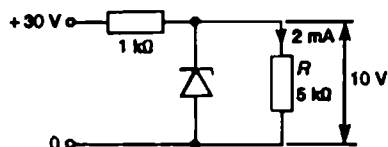


Figura Q.3

- 7 Fie figura Q.3. Dacă rezistența de sarcină R crește la $10\text{ k}\Omega$, curentul prin zener va:
- (a) descrește cu 1 mA
 - (b) rămâne constant
 - (c) crește cu 1 mA
 - (d) crește cu 2 mA
- 8 Într-un circuit serie L-R-C curentul va avea o valoare maximă atunci când:
- (a) valorile lui L și C sunt egale
 - (b) valorile lui X_L și X_C sunt egale
 - (c) X_L este maximă
 - (d) R este minimă
- 9 O linie de transmisie are o pierdere de 6 dB . Dacă se introduce un semnal de 1 V , la ieșire se obține un semnal de:
- (a) $1/6\text{ V}$
 - (b) $1/3\text{ V}$
 - (c) $1/2\text{ V}$
 - (d) 1 V
- 10 Fie figura Q.4. În circuitul de bază de distribuitor de fază prezentat, raportul între R_1 și R_2 trebuie să fie:
- (a) $1/2$
 - (b) $1/1$
 - (c) $2/1$
 - (d) $6/1$
- 11 Dacă șuntăm cu o rezistență sarcina acordată a unui amplificator de radiofrecvență, efectul va fi o creștere a:
- (a) amplificării
 - (b) benzii amplificatorului
 - (c) selectivității amplificatorului
 - (d) frecvenței de acord a amplificatorului
- 12 Răspunsul la frecvențe joase al unui amplificator este mult îmbunătățit dacă se realizează cuplajul prin:
- (a) rezistență și condensator
 - (b) transformator
 - (c) bobină de șoc și condensator
 - (d) conectare directă
- 13 Dacă un receptor obișnuit este acordat pe o frecvență de 1100 kHz și are o FI tipică de 470 kHz , frecvența oscilatorului local va fi de:
- (a) 470 kHz
 - (b) 1100 kHz
 - (c) 1570 kHz
 - (d) 10 MHz

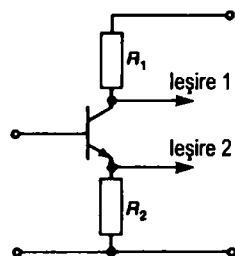


Figura Q.4

14 Fie figura Q.5. Presupunând că dioda este ideală, forma de undă de la ieșire va fi:

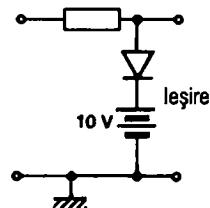
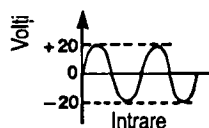
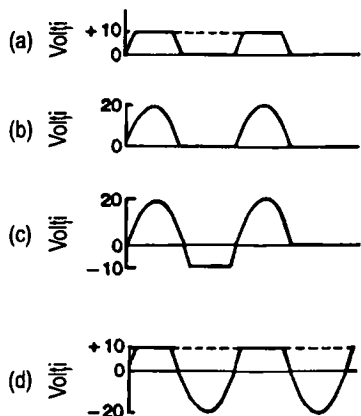


Figura Q.5

15 Fie figura Q.6. Numărătorul binar a fost resetat la zero. După 11 impulsuri, starea ieșirii va fi

Ieșiri	4	3	2	1
(a)	1	0	1	1
(b)	1	1	0	0
(c)	1	1	0	1
(d)	0	0	0	1

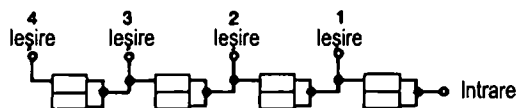


Figura Q.6

16 Un numărător care folosește numai bistabili trebuie să numere 12 impulsuri. Pentru a realiza aceasta, numărul minim de bistabili este:

- (a) 3
- (b) 4
- (c) 6
- (d) 12

17 Dacă aria armăturilor unui condensator precum și distanța între armături sunt ambele dublate, atunci valoarea condensatorului

- (a) se reduce cu o treime
- (b) rămâne neschimbată
- (c) se triplează
- (d) crește de șase ori

18 Fie figura Q.7. Valoarea instantanee a tensiunii după un sfert de ciclu va fi:

- (a) 0 V
- (b) +50 V
- (c) +70 V
- (d) +100 V

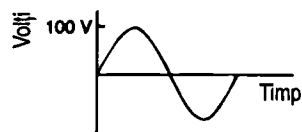


Figura Q.7

- 19 O aplicație a tranzistorului unijoncțiune este:
- amplificatorul de tensiune
 - derivatorul
 - generatorul de impulsuri
 - oscilatorul cu deviație de fază
- 20 Dacă trei condensatoare de valori diferite sunt conectate în serie cu o sursă de 60 V de curent continuu, tensiunea pe fiecare condensator va fi:
- 20 V
 - 60 V
 - invers proporțională cu capacitatea
 - direct proporțională cu capacitatea
- 21 Puterea maximă a unui tranzistor poate fi depășită:
- dacă sursa de alimentare are valoare scăzută
 - dacă se folosesc radiatoare
 - pentru perioade scurte de timp
 - dacă este folosit într-un montaj în contratimp (push-pull)
- 22 Fie figura Q.8. Oscilatorul folosit se numește:
- Hartley
 - cu acord în colector
 - cu acord în bază
 - cu autoblocare
- 23 Fie figura Q.8. Semnalul de ieșire al circuitului este:
- sinusoidal
 - dinte de fierăstrău
 - dreptunghiular
 - în impulsuri
- 24 La testarea unui condensator electrolitic, se determină că nu are nici un curent de fugă. Aceasta înseamnă că:
- este scurtcircuitat
 - este bun
 - este întrerupt
 - are o tensiune de lucru în c.c. foarte mică

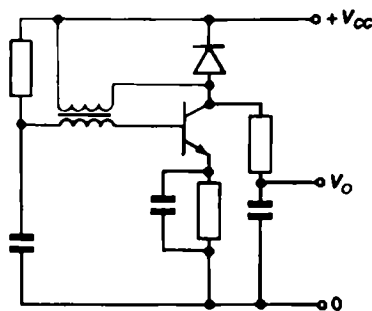


Figura Q.8

- 25 Fie figura Q.9. Dacă intrarea este 10 V c.c., tensiunea de ieșire va fi:
- 10 V c.c.
 - 1 V c.c.
 - 9 V c.c.
 - 10 V c.c.

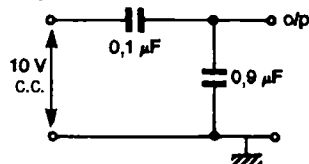


Figura Q.9

26 Impedanțele prezentate de un tranzistor cu efect de câmp în configurație cu sursă comună sunt:

- (a) intrare mică și ieșire mică
- (b) intrare mică și ieșire mare
- (c) intrare mică și ieșire medie
- (d) intrare mare și ieșire medie

27 Fie figura Q.10. Se aplică la intrările celor 4 filtre trece jos un semnal dreptunghiular. Care filtru are frecvența de tăiere cea mai mare?

- (a) 1
- (b) 2
- (c) 3
- (d) 4

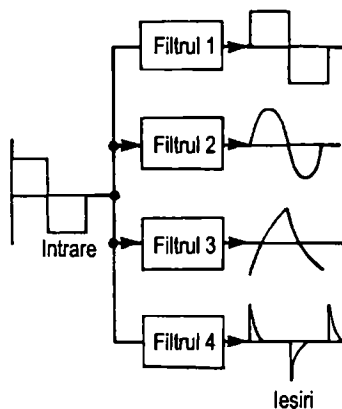


Figura Q.10

28 Dacă măsurările efectuate pe o sursă de alimentare arată 100 V fără sarcină și 90 V cu sarcină, stabilizarea sursei este de:

- (a) 5 %
- (b) 9 %
- (c) 10 %
- (d) 11 %

29 Care circuit de cuplaj va fi folosit pentru a adapta un circuit de impedanță mare cu o sarcină de impedanță mică?

- (a) emitor comun
- (b) grilă la masă
- (c) un repetor pe emitor
- (d) o sursă comună

30 Răspunsul la frecvențe mici al unui amplificator audio cu FET este limitat de:

- (a) condensatorul de cuplaj
- (b) curentul de scurgere
- (c) capacitatea dintre electrozi
- (d) valoarea rezistenței de sarcină

31 Fie figura Q.11. În circuitul prezentat puterea minimă a rezistenței R_1 va fi de:

- (a) $1/8 \Omega$
- (b) $1/4 \Omega$
- (c) $1/2 \Omega$
- (d) 1Ω

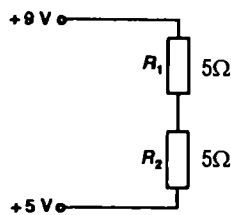


Figura Q.11

32 Fie figura Q.12. Tensiunea în bază este:

- (a) -10 V
- (b) -9,9 V
- (c) -5 V
- (d) -0,1 V

33 Fie figura Q.12. Tensiunea în A este -7 V . Factorul de amplificare în curent al tranzistorului este:

- (a) 100
- (b) 200
- (c) 300
- (d) 400

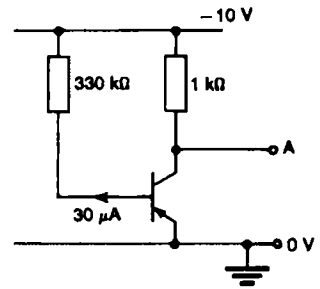


Figura Q.12

34 Fie figura Q.13. Rolul lui C_1 este de a asigura:

- (a) filtrarea RF
- (b) eliminarea interferențelor
- (c) cuplarea între etaje
- (d) decuplarea polarizării

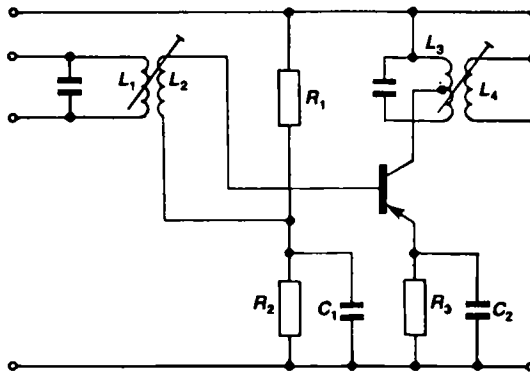


Figura Q.13

35 Fie figura Q.13. Scopul prizei de pe L_3 este de a:

- (a) crește banda
- (b) crește selectivitatea
- (c) acorda amplificatorul
- (d) asigura o reacție

36 Fie figura Q.14. Numărătorul prezentat va divide cu:

- (a) 6
- (b) 8
- (c) 14
- (d) 16

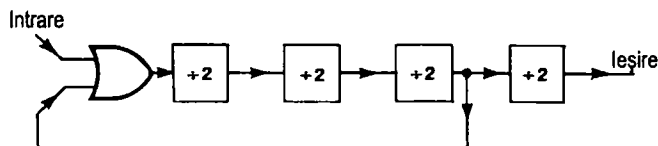


Figura Q.14

37 Un FET cu canal n lucrează în clasă C cu o intrare sinusoidală. În care parte a ciclului va circula curentul de drenă?

- (a) vârful alternanță pozitive a ciclului
- (b) întreaga alternanță pozitivă a ciclului
- (c) ambele alternanțe, pozitivă și negativă, ale ciclului
- (d) vârful alternanței negative a ciclului

38 În amplificatorul operațional din figura Q.15 rezistența R are valoarea de:

- (a) 1 k Ω
- (b) 10 k Ω
- (c) 100 k Ω
- (d) 1 M Ω

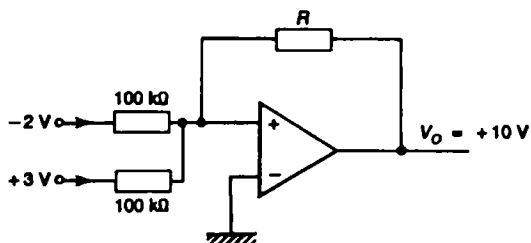


Figura Q.15

39 Fie figura Q.16. Scopul lui C_3 este

- (a) cuplajul
- (b) decuplarea
- (c) amortizarea de FI
- (d) polarizarea de c.c.

40 Fie figura Q.16. Un condensator potrivit pentru poziția C_2 este:

- (a) 20 pF
- (b) 0,01 μ F
- (c) 0,1 μ F
- (d) 10 μ F

41 Fie figura Q.16. Dacă în colectorul tranzistorului TR_1 tensiunea este de 4,5 V, curentul lui TR_1 este de:

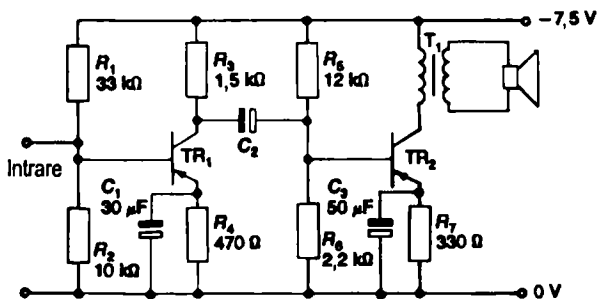


Figura Q.16

- (a) 5 mA
- (b) 2 mA
- (c) 1 mA
- (d) 0,5 mA

42 Un bistabil are:

- (a) o stare stabilă
- (b) două stări stabile
- (c) trei stări stabile
- (d) nici o stare stabilă

43 Care dintre porțile cu două intrări realizează funcția $F = \overline{A \cdot B}$?

- (a) AND
- (b) OR
- (c) NAND
- (d) NOR

44 O pierdere de putere de 3 dB este reprezentată de un raport al puterilor de:

- (a) 1/3
- (b) 1/2
- (c) 2
- (d) 3

45 Care dintre tabelele următoare este tabelul de adevăr pentru circuitul din figura Q.17?

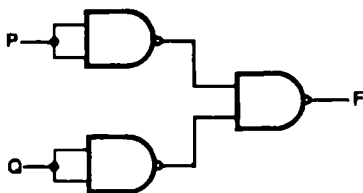


Figura Q.17

(a)

P	Q	F
0	0	1
0	1	0
1	0	0
1	1	0

(b)

P	Q	F
0	0	1
0	1	1
1	0	1
1	1	0

(c)

P	Q	F
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	1

(d)

P	Q	F
0	0	0
0	1	0
1	0	0
1	1	1

46 Poarta arătată în figura Q.18 este:

- (a) AND
- (b) NOR
- (c) Ex-OR
- (d) Ex-NOR



Figura Q.18

47 Un amplificator cu FET în care curentul de drenă circulă mai puțin de jumătate de ciclu al semnalului de intrare operează în clasă:

- (a) A
- (b) B
- (c) AB
- (d) C

48 Expresia booleană pentru funcția Ex-OR este

- (a) $(A + \overline{B}) \cdot (\overline{A} + B)$
- (b) $\overline{A} \cdot B + A \cdot \overline{B}$
- (c) $\overline{\overline{A} \cdot B + A \cdot \overline{B}}$
- (d) $\overline{\overline{A} \cdot \overline{B} + A \cdot B}$

- 49 Un defect într-un afișaj cu 7 segmente face ca cifra opt să fie afișată ca nouă. Care dintre următoarele cazuri va mai apărea?
- (a) trei afișat ca nouă
 - (b) nouă afișat ca trei
 - (c) șase afișat drept cinci
 - (d) lipsa afișajului
- 50 O antenă de recepție trebuie adaptată cu cablul de transmisie pentru a:
- (a) crește impedanța antenei
 - (b) forma unde staționare
 - (c) prelua maximum de putere din antenă
 - (d) transfera maximum de putere către antenă
- 51 Analizoarele logice sunt folosite pentru a testa:
- (a) amplificatoarele audio
 - (b) sistemele video
 - (c) receptoarele radio
 - (d) sistemele cu microprocesor
- 52 Figura Q.19 arată un sistem de afișaj cu 7 segmente. Blocul Y este un:
- (a) decodor BCD – 7 segmente
 - (b) driver
 - (c) numărător
 - (d) latch
- 53 La o sursă în comutație, care dintre următoarele rapoarte de umplere pentru impulsurile de comutație va da o tensiune mai mică la ieșire?
- (a) 1/2
 - (b) 1/4
 - (c) 2/1
 - (d) 4/1

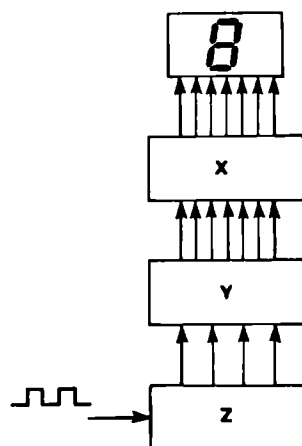
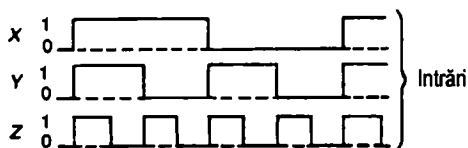


Figura Q.19



Figura Q.20



- 54 Fie figura Q.20. Dacă intrările X, Y și Z sunt cele prezentate, care sunt semnalele de ieșire corecte?

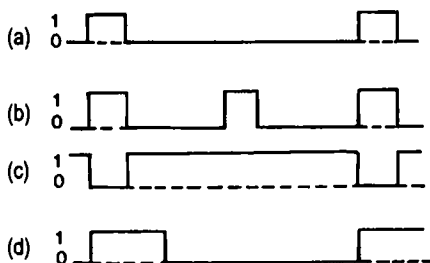


Figura Q.20

55 Fie figura Q.21. Care dintre combinațiile de la intrare produce ieșirea prezentată?

	A	B	C	D
(a)	0	0	0	0
(b)	1	0	1	0
(c)	0	1	0	0
(d)	1	1	0	0

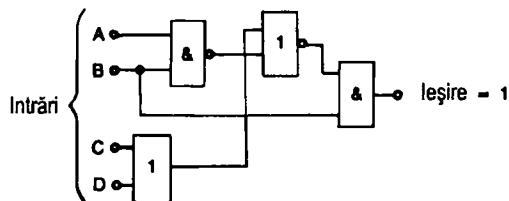


Figura Q.21

56 Fie figura Q.22. Dacă toate intrările sunt ținute la 0,2 V, tensiunea de ieșire va fi:

- (a) +0,8 V
 (b) -0,8 V
 (c) +8,0 V
 (d) -0,0 V

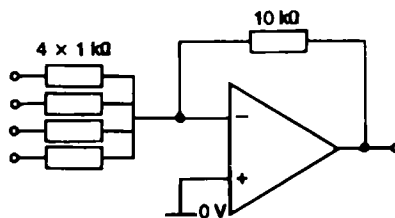
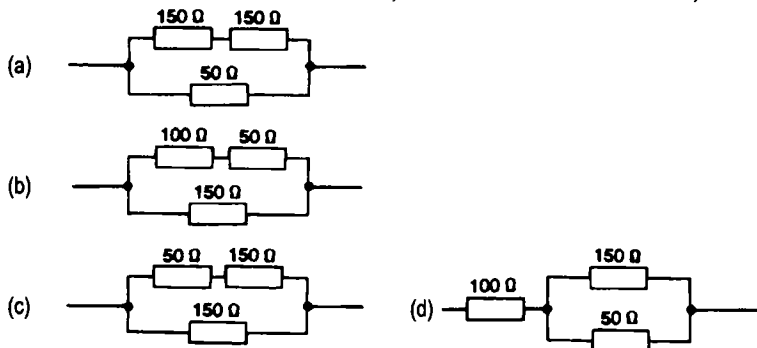


Figura Q.22

57 La un latch R-S, care dintre următoarele combinații de ieșire se produce când S este sus și R este jos?

- (a) $Q = 1, \bar{Q} = 1$
 (b) $Q = 0, \bar{Q} = 1$
 (c) $Q = 1, \bar{Q} = 0$
 (d) $Q = 0, \bar{Q} = 0$

58 Care dintre următoarele combinații dă ca rezultat o rezistență de 75Ω?



59 Fie figura Q.23. Tensiunea medie a unei sinusoidale prezentate este

- (a) 0 V
- (b) -5 V
- (c) 5 V
- (d) 10 V

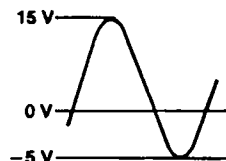


Figura Q.23

60 Reactanța X_C a unui condensator C este dată de

- (a) ωC
- (b) $1/\omega C$
- (c) ω/C
- (d) C/ω

61 Aplicarea unei reacții negative unui amplificator va duce la:

- (a) micșorarea câștigului
- (b) creșterea câștigului
- (c) producerea de oscilații
- (d) reducerea benzii

62 Circuitele RAA folosesc tranzistoare a căror amplificare

- (a) crește o dată cu curentul
- (b) descrește o dată cu curentul
- (c) rămâne constantă indiferent de curent
- (d) este foarte mică

63 Receptoarele TV de înaltă definiție au:

- (a) peste 100 de linii pe imagine
- (b) un ecran de lățime mai mare
- (c) tensiunea FIT mărită
- (d) mai mult de trei culori primare

64 Un voltmetru cu 20000 Ω/V arată un curent la capăt de scală de:

- (a) 20 μA
- (b) 50 μA
- (c) 20 mA
- (d) 50 mA

65 Fie figura Q.24. Tensiunea în gol este

- (a) 240 V
- (b) 350 V
- (c) 480 V
- (d) 700 V



Figura Q.24

66 Fie figura Q.25. Forma de undă de la ieșirea circuitului este:

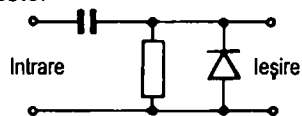
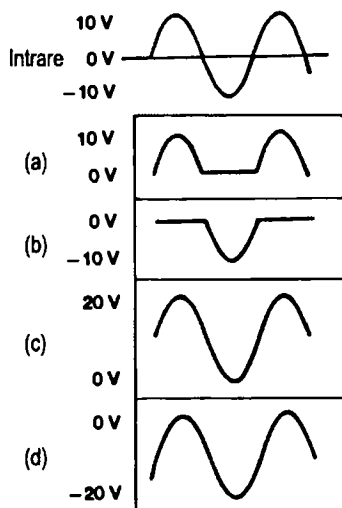


Figura Q.25



67 Condensatoarele de cuplaj folosite între etajele cu tranzistoare unipolare au valori mult mai mici decât cele folosite cu tranzistoare bipolare deoarece tranzistoarele bipolare au:

- (a) impedanță mică de intrare
- (b) impedanță mare de intrare
- (c) curent de scurgere mare
- (d) câștig mic

68 Fie figura Q.26. Tensiunea maximă nepericuloasă care se poate aplica între A și B este:

- (a) 5 V
- (b) 10 V
- (c) 15 V
- (d) 20 V

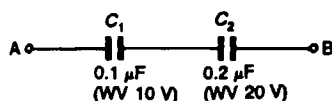


Figura Q.26

69 Fie figura Q.27. Circuitul oscilator prezentat se numește:

- (a) Colpitts
- (b) Hartley
- (c) multivibrator astabil
- (d) multivibrator bistabil

70 Fie figura Q.27. Dacă R_2 este jumătate din valoarea lui R_3 și C_1 este jumătate din valoarea lui C_2 , raportul de umplere al curentului va fi de:

- (a) 1/2
- (b) 1/1
- (c) 2/1
- (d) 4/1

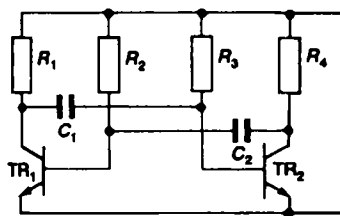


Figura Q.27

71 Fie figura Q.28. Ea arată o caracteristică de transfer cu semnalele de intrare și de ieșire. Acest amplificator funcționează în clasă:

- (a) A
- (b) B
- (c) AB
- (d) C

72 Figurile Lissajou sunt folosite pentru a măsura:

- (a) frecvența
- (b) amplitudinea
- (c) perioada
- (d) curentul

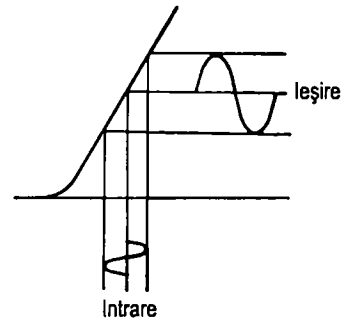


Figura Q.28

73 Fie figura Q.29. Electrozii de strălucire și focalizare sunt:

- (a) 1, 2
- (b) 2, 3
- (c) 2, 6
- (d) 1, 7

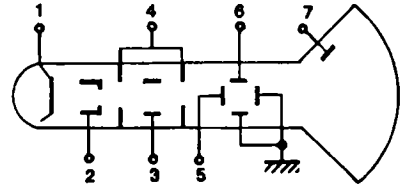


Figura Q.29

74 Un dispozitiv care emite electroni atunci când lumina cade pe el se numește:

- (a) celulă fotoconductoare
- (b) celulă fotovoltaică
- (c) fotodiodă
- (d) celulă fotoemisivă

75 Caracteristica prezentată în figura Q.30 este tipică pentru:

- (a) tiristor
- (b) diac
- (c) zener
- (d) tranzistor

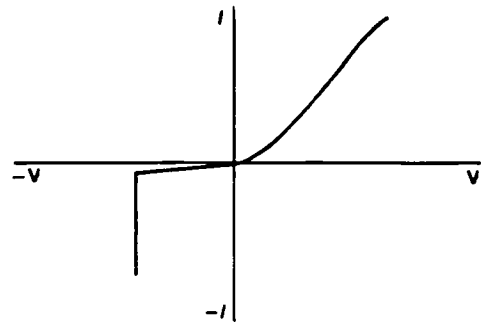


Figura Q.30

76 Fie figura Q.31. Nivelurile logice în pinul 1 (G_2) și pinul 5 (G_3) sunt:

- (a) pinul 1 jos; pinul 5 sus
- (b) pinul 1 jos; pinul 5 jos
- (c) pinul 1 sus; pinul 5 jos
- (d) pinul 1 sus; pinul 5 sus

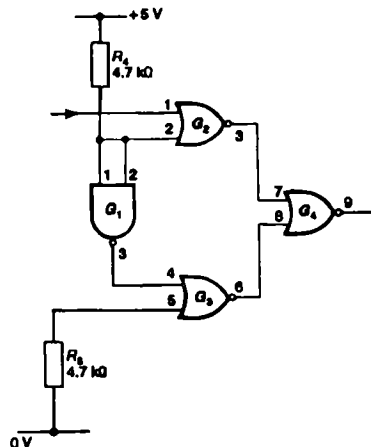


Figura Q.31

77 Tabelul de adevăr pentru circuitul logic din figura Q.32 este:

(a)	A	B	F
	0	0	0
	0	1	1
	1	0	1
	1	1	1

(b)	A	B	F
	0	0	0
	0	1	1
	1	0	1
	1	1	0

(c)	A	B	F
	0	0	1
	0	1	1
	1	0	1
	1	1	0

(d)	A	B	F
	0	0	1
	0	1	0
	1	0	0
	1	1	1

78 Fie figura Q.32, care arată o parte a unui circuit digital. Se folosesc un generator de impulsuri și o sondă logică pentru a testa poarta 3. Cu generatorul plasat și activat pe fiecare intrare pe rând și ieșirea porții (pinul 6) monitorizată cu sonda, se obțin următoarele rezultate:

Pinul	4	5	6
Starea normală	Sus	Sus	Sus
Test Generator	—	—	Se observă o modificare
Test	—	Generator	Nemodificat

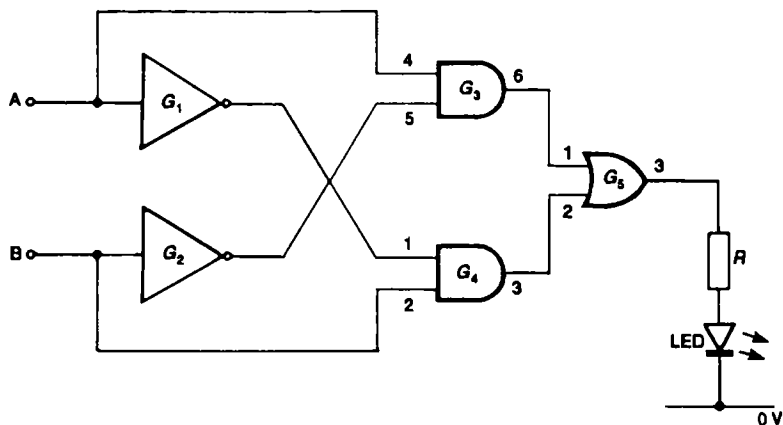


Figura Q.32

Pinul defect este:

- (a) pinul 4 agățat în 0
- (b) pinul 4 agățat în 1
- (c) pinul 5 agățat în 0
- (d) pinul 5 agățat în 1

79 Avantajul circuitelor logice CMOS față de tipul TTL este:

- (a) TTL consumă mai puțină energie
- (b) CMOS consumă mai puțină energie
- (c) TTL este mai rapid decât CMOS
- (d) CMOS poate susține mai multe intrări

80 Analizorul logic este folosit pentru:

- (a) sisteme cu microprocesor
- (b) circuite digitale
- (c) radio receptoare
- (d) încălzitoare electrice

Anexa I – Rezistențe

Rezistențele sunt componentele cele mai folosite în toate circuitele electronice.

Stabilitatea. Rezistențele pot fi împărțite în două tipuri: cele de mare stabilitate și cele de uz general. O rezistență de mare stabilitate își păstrează valoarea pe durata întregii sale vieți. Rezistențele de uz general își pot modifica valoarea specificată în timpul utilizării. Stabilitatea este exprimată ca un procent al valorii nominale a rezistenței.

Toleranța. Toleranța indică precizia unei rezistențe. Deoarece este foarte scump să se realizeze rezistențe foarte precise, ele sunt produse în masă cu o anumită toleranță. Toleranța este de asemenea exprimată în procente din valoarea nominală. De exemplu, o rezistență de 1 k Ω având o toleranță de $\pm 10\%$ poate avea valoarea reală între (1 k $\Omega - 10\%$) și (1 k $\Omega + 10\%$).

Deoarece $10/100\ \Omega \times 1000\ \Omega = 100\ \Omega$,

valoarea reală este între

$1000\ \Omega - 100\ \Omega = 900\ \Omega$ și $1000\ \Omega + 100\ \Omega = 1100\ \Omega$.

Puterea. O caracteristică importantă a unei rezistențe este puterea. Puterea unei rezistențe este valoarea maximă pe care poate să o disipeze (sub formă de căldură) fără ca să se defecteze. Puterea este dată în watt și poate fi estimată din dimensiunile rezistenței. Rezistențele de dimensiuni mari pot disipa mai mult decât cele de dimensiuni mai mici, fără a se supraîncălzi.

Exemplu: Care este curentul maxim pe care îl poate suporta o rezistență de 100 Ω dacă puterea ei este de 1/2 W?

De vreme ce puterea este $I^2 R$,

$$0,5\ \text{W} = I^2 \times 100\ \Omega$$

deci

$$I^2 = \frac{0,5}{100} = \frac{5}{1000} = \frac{1}{200}$$

$$I = \sqrt{\frac{1}{200}} = \frac{1}{\sqrt{200}} = \frac{1}{10\sqrt{2}} = \frac{1}{10 \times 1,4} = \frac{1}{14}$$

Prin urmare $I = 0,07\ \text{A}$ sau $0,07 \times 1000\ \text{mA} = 70\ \text{mA}$.

Tipuri de rezistențe

Tipul	Puterea	Stabilitatea	Toleranța	Alte caracteristici
Bobinate	Mare (până la 300 W)	Mare (1%)	5%	Dimensiuni mari, scumpe
Carbon	Mică (până la 3 W)	Mică (20 %)	5-20 %	Ieftine, mici, cel mai utilizate
Metal sau oxid – film, de precizie	Mică (sub 2 W)	Mare (1 %)	Foarte bună	Scumpe, dimensiuni mici
Metal sau oxid – film, de putere	Mare (până la 300 W)	Mare (1 %)	Bună	Dimensiuni mari, scumpe

Rezistivitatea. Se folosesc diferite materiale pentru a oferi o rezistență la trecerea curentului. Un conductor cum ar fi argintul, cuprul sau aluminiul are un mare număr de electroni liberi care permit trecerea curentului fără restricții. Un izolator cum este lemnul, cauciucul sau sticla, dimpotrivă, are foarte puțini electroni liberi și prezintă o rezistență foarte mare la trecerea curentului. Materialele aflate între aceste extreme au un grad diferit de rezistență. Aceste diferențe se exprimă printr-o mărime numită rezistivitate, definită ca rezistența unei unități cubice din acel material.

Să considerăm un fir de 10 cm lungime, având o rezistență de 1 Ω . O lungime de 20 cm din același fir va avea o rezistență dublă, adică de 2 Ω . Rezistența unui conductor crește deci cu lungimea. Cu alte cuvinte, rezistența R este proporțională cu lungimea l .

Rezistența unui fir este determinată și de aria secțiunii sale transversale, a . În exemplul precedent, să presupunem că secțiunea transversală are aria $a = 1 \text{ mm} \times 1 \text{ mm} = 1 \text{ mm}^2$. Dacă secțiunea se dublează la 2 mm^2 , acest lucru este echivalent cu plasarea a două rezistențe originale în paralel. Curentul are acum o arie prin care să treacă de două ori mai mare decât înainte. Rezistența pe care firul o opune acum trecerii curentului s-a înjumătățit.

În general deci, rezistența unui conductor descrește o dată cu creșterea ariei sale transversale. Rezistența R este invers proporțională cu secțiunea transversală a .

Cele de mai sus se pot exprima prin expresia $R \propto l/a$ (R direct proporțională cu l/a).

Efectul căldurii asupra rezistenței. Rezistența aproape a tuturor materialelor crește o dată cu temperatura. Rezistența cuprului, aluminiului, argintului sau fierului, de exemplu, crește atunci când ele sunt încălzite. Se spune că aceste materiale au un *coeficient de temperatură pozitiv* (PTC – *Positive Temperature Coefficient*).

Carbonul, care este larg folosit pentru rezistențele uzuale, este singurul material obișnuit care are un *coeficient de temperatură negativ*. Rezistența carbonului descrește o dată cu creșterea temperaturii.

Codul culorilor pentru rezistențe. Valoarea nominală a unei rezistențe și toleranța ei sunt date în codul culorilor. O rezistență este marcată cu până la patru benzi colorate în jurul corpului, așa cum se arată în figura A1.1. Valoarea rezistenței este dată de primele 3 benzi, așa cum este detaliat în tabelul A1.1. Toleranța este dată de a patra bandă colorată.

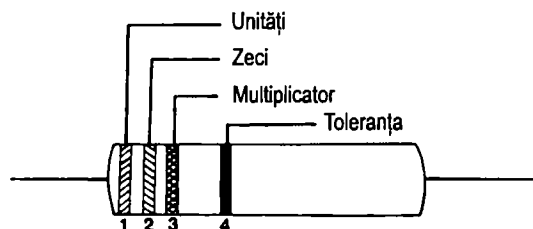


Figura A1.1 Marcarea rezistențelor în codul culorilor

Tabelul A1.1

Culoarea	Banda 1 (valoarea primului digit) (unități)	Banda 2 (valoarea digitului 2) (zeci)	Banda 3 (numărul de zerouri) (multiplicator)	Banda 4 (toleranța)
Negru	0	0	0	
Maron	1	1	1	
Roșu	2	2	2	
Oranj	3	3	3	
Galben	4	4	4	
Verde	5	5	5	
Albastru	6	6	6	
Violet	7	7	7	
Gri	8	8	8	
Alb	9	9	9	
Auriu				5%
Argintiu				10%
Nimic				20%

Pentru valori **sub 10 Ω** , culoarea de cod a benzii a treia a multiplicatorului este după cum urmează:

Auriu = 10^{-1} (sau 0,1);

Argintiu = 10^{-2} (sau 0,01).

De exemplu, o rezistență de 2,2 Ω se codează cu benzile indicate în figura A1.2.

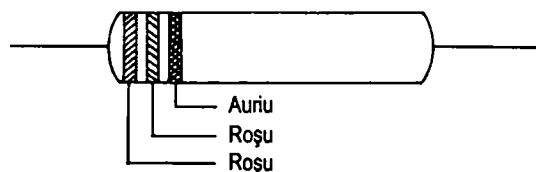


Figura A.1.2 Benzile colorate pentru o rezistență de 2,2 Ω

Atunci când se folosește și o a cincea bandă, aceasta arată coeficientul de temperatură.

Rezistențe variabile. Figura A1.3 arată schematic o rezistență variabilă (numită și potențiomtru sau simplu POT), care are trei terminale, A, B și C. Rezistența între A și B este constantă și egală cu rezistența totală. O rezistență variabilă există între terminalul central și fiecare dintre celelalte două terminale, A și B. Rezistența este variată prin modificarea poziției cursorului pe pista rezistivă.

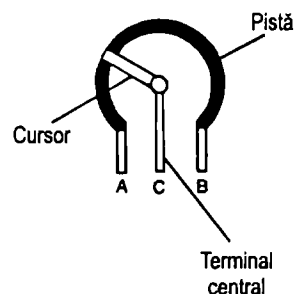


Figura A1.3 Rezistență variabilă

Anexa II – Condensatoare

Tipuri de condensatoare

Tipul	Plaja de capacități	Plaja de frecvențe	Alte caracteristici
Cu hârtie	0,001 – 1 μF	Medie (50 Hz–1MHz)	Ieftin
Cu polistiren	0,0001 – 1 μF	Medie	Stabilitate medie (1-5%)
Ceramice	Până la câțiva μF	VHF și UHF	Dimensiune mică, stabilitate bună
Mică și mică argintată	Câțiva pF – 0,005 μF	RF (200 MHz și peste)	Mici, robuste stabilitate mare, foarte scumpe
Cu aer	Foarte mică (până la 0,0005 μF)	VHF și UHF	Mari, condensatoare variabile pentru acord
Electrolitice	Mare (până la mii de μF)	Mică (c.c. și AF)	Ieftine, toleranță foarte mare (peste 50 %), foarte folosite

Tensiunea. Aceasta reprezintă tensiunea maximă pe care o poate suporta condensatorul fără ca dielectricul să se străpungă. Dacă se folosește o tensiune de c.a., *vârful* acesteia trebuie să fie sub tensiunea condensatorului, altfel acesta se poate distruge.

Plaja de frecvență. În afară de alegerea corectă a tensiunii, un condensator trebuie să aibă și plaja de frecvențe corect aleasă pentru a fi utilizat cu folos într-un circuit. Gama de frecvențe a unui condensator reprezintă limitele între care el poate fi folosit fără să apară pierderi și de aici distorsiuni.

Condensatoare electrolitice. Condensatoarele electrolitice sunt ieftine, de dimensiuni mici și au o capacitate mare. De aceea, sunt foarte mult folosite. Ele au o polaritate definită care trebuie respectată atunci când se conectează condensatorul electrolitic în circuit.

Anexa III

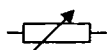
Lista unităților de măsură din SI (Sistemul Internațional)

Unghi	radiani	Flux magnetic	weber (Wb)
Viteză unghiulară	rad/s	Densitatea de flux magnetic	tesla (T)
Capacitate	farad (F)	Masa	kilogram (kg)
Sarcină electrică	coulomb (C)	Puterea	watt (W)
Curent electric	amper (A)	Presiunea	N/m ²
Forță electromotoare sau potențial electric	volt (V)	Reactanța	ohm (Ω)
Energie	joule (J)	Rezistența	ohm (Ω)
Forță	newton (N)	Timpul	secunda (s)
Frecvență	hertz (Hz)	Cuplul	newton-metru (Nm)
Impedanță	ohm (Ω)	Viteza	m/s
Inductanță	henry (H)	Greutatea	newton (N)
Lungime sau distanță	metru (m)	Lucrul mecanic	joule (J)

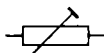
Anexa IV – Componente și simboluri

REZISTENȚE

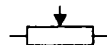
Rezistență variabilă



Rezistență reglabilă



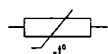
Divizor de potențial (potențiometrul)



Termistor: rezistența variază cu temperatura; în general coeficientul de temperatură este negativ; se folosește pentru a compensa modificările valorilor rezistențelor cu temperatura (de exemplu, în radioreceptoarele auro).

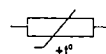
Cu coeficient negativ de temperatură (NTC)

(de exemplu rezistențe cu carbon)

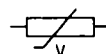


Cu coeficient pozitiv de temperatură (PTC)

(de exemplu rezistențe bobinate)



Varistor VDR: rezistența depinde de tensiune; menține constantă tensiunea pe el atunci când curentul crește



BOBINE

General



Bobină cu miez magnetic



Bobină variabilă

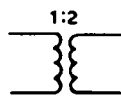


Bobină reglabilă

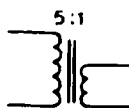


TRANSFORMATOARE

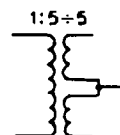
Simbolul general
(un transformator
ridicător cu raportul de
transformare 1:2)



Transformator cu miez magnetic
(un transformator
coborâtor cu raportul de
transformare 5:1)



Transformator cu două
ieșiri secundare
(un raport de transformare
de 1:5 între primar și
fiecare secundar)



CONDENSATOARE

Condensator
electrolitic



Condensator
variabil



Condensator
reglabil sau
trimer



Condensator
dependent de
tensiune



Condensator
dependent de
temperatură (de
exemplu
ceramic)

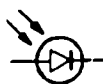


DIODE SEMICONDUCTOARE

Simbolul general



Fotodiodă (sensibilă
la lumină)

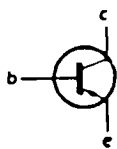


Diodă zener
(folosită în regiunea de
străpungere care rămâne la
tensiune constantă pentru o
plajă mare de curenți;
folosită ca stabilizator)

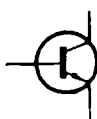


TRANZISTOARE

Tranzistor pnp



Tranzistor npn

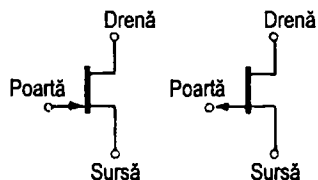
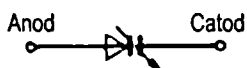


Fototranzistor



ALTE DISPOZITIV

Varicap Dioda cu capacitate variabilă; capacitatea depinde de tensiunea inversă aplicată pe diodă



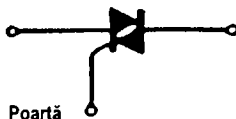
Tranzistorul cu
efect de câmp
cu canal n

Tranzistorul cu
efect de câmp
cu canal p

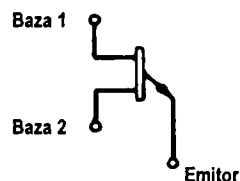
Diacul



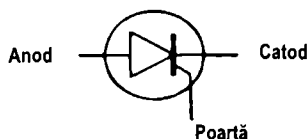
Triacul



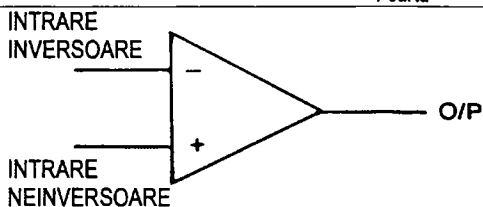
Tranzistorul unijoncțiune



Tiristorul sau SCR
(Silicon Controlled
Rectifier)



Amplificatorul
operațional



Antenă



Antena dipol



Pământ



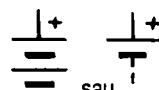
Masă



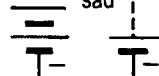
Cristal



Baterie

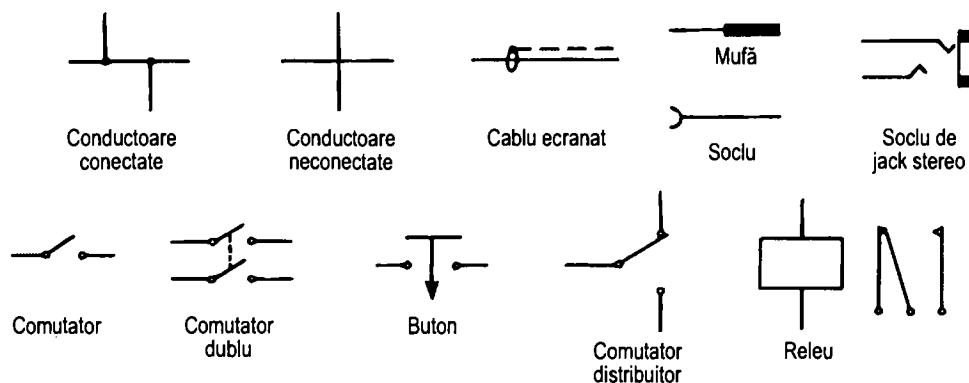


sau

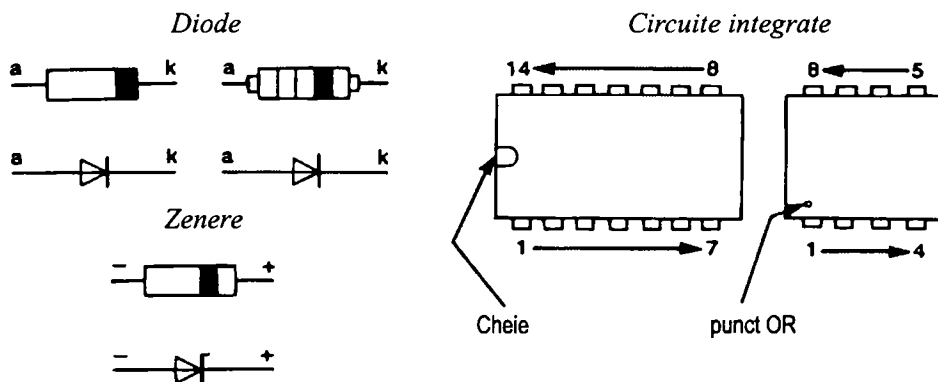


Baterie

CONECTORI ȘI COMUTATOARE



ORIENTAREA COMPONENTELOR



Anexa V – Note asupra calculelor

Procente

O valoare în procente reprezintă numărătorul unei fracții al cărei numitor este totdeauna 100. De exemplu, $47\% = 47/100$.

$$(1) 5\% \text{ din } 100 = 5/100 \times 100 = 5.$$

$$(2) 10\% \text{ din } 20 \text{ V} = 10/100 \times 20 \text{ V} = 2 \text{ V}.$$

(3) O rezistență de $10 \text{ k}\Omega$ are toleranța de $\pm 10\%$. Determinați valorile maximă și minimă pe care le poate avea rezistența.

$$10\% \text{ din } 10 \text{ k}\Omega = 10/100 \times 10 \text{ k}\Omega = 1 \text{ k}\Omega.$$

$$\text{Valoarea maximă} = 10 \text{ k}\Omega + 1 \text{ k}\Omega = 11 \text{ k}\Omega.$$

$$\text{Valoarea minimă} = 10 \text{ k}\Omega - 1 \text{ k}\Omega = 9 \text{ k}\Omega.$$

Pătratul și rădăcina pătrată

Când un număr se înmulțește cu el însuși se spune că se ridică la putere. De exemplu, $2 \times 2 = 2^2$ (la puterea a doua sau la pătrat) care este egal cu 4. Spunem că 4 este pătratul lui 2. Numărul care arată de câte ori s-a înmulțit un număr cu el însuși se numește putere (în cazul anterior 2). În procesul invers, spunem că 2 este rădăcina pătrată a lui 4 sau $2 = \sqrt{4}$.

Alte puteri

Cubul lui 2 este $2^3 = 2 \times 2 \times 2 = 8$; 5 la a patra este $5^4 = 5 \times 5 \times 5 \times 5 = 625$.

Puteri negative

Regula generală este $a^{-2} = 1/a^2$, $a^{-3} = 1/a^3$ etc.; $3^{-2} = 1/3^2 = 1/9$.

Puterile negative schimbă semnul în pozitiv atunci când se mută de la numărător la numitor și viceversa.

$$2^{-3} = 1/2^3 = 1/8; \quad 1/3^{-2} = 3^2 = 9.$$

Puteri ale lui 10

O metodă simplă de a rezolva calculele care implică mai multe zecimale este de a folosi puterile lui 10.

De exemplu, $2000 \text{ V} = 2 \times 1000 \text{ V} = 2 \times 10^3 \text{ V}$ și $0,01 \text{ A} = 10^{-2} \text{ A}$.

La înmulțire, puterile lui 10 sunt adunate:

$$10^2 \times 10^1 = 10^{2+1} = 10^3; \quad 10^4 \times 10^{-1} = 10^{4-1} = 10^3.$$

$$\begin{aligned}
10^0 &= 1; & 10^{-1} &= \frac{1}{10} = 0,1 \\
10^1 &= 10; & 10^{-2} &= \frac{1}{100} = 0,01 \\
10^2 &= 100; & 10^{-3} &= \frac{1}{1000} = 0,001 \\
10^3 &= 1\,000; & 10^{-4} &= \frac{1}{10\,000} = 0,0001 \\
10^4 &= 10\,000; & 10^{-5} &= \frac{1}{100\,000} = 0,000\,01 \\
10^5 &= 100\,000; & 10^{-6} &= \frac{1}{1\,000\,000} = 0,000\,001 \\
10^6 &= 1\,000\,000;
\end{aligned}$$

Multipli și submultipli ai unităților de măsură

<i>Factor de multiplicare</i>		<i>Prefix</i>	<i>simbol</i>
1 000 000 000	10^9	Giga	G
1 000 000	10^6	Mega	M
1 000	10^3	kilo	k
0.001	10^{-3}	mili	m
0.000 001	10^{-6}	micro	μ
0.000 000 001	10^{-9}	nano	n
0.000 000 000 001	10^{-12}	pico	p

EXEMPLU

Dacă printr-o rezistență de $4,7\text{ k}\Omega$ curentul este 2 mA , care ar fi căderea de tensiune pe rezistență?

$$4,7\text{ k}\Omega = 4,7 \times 10^3 \Omega \text{ și } 2\text{ mA} = 2 \times 10^{-3}\text{ A.}$$

$$V = IR = 2 \times 10^{-3} \times 4,7 \times 10^3 = 2 \times 4,7 \times 10^{-3+3} = 2 \times 4,7 \times 10^0 = 9,4\text{ V.}$$

Anexa VI – Decibelul

Decibelul (dB) este o unitate logaritmică pentru exprimarea raportului a două puteri, cum ar fi amplificarea de putere. Decibelul este o unitate mai potrivită decât raportul numeric deoarece se exprimă prin mai puține cifre pentru amplificare. Este, de asemenea, mai potrivit pentru amplificatoarele audio deoarece urechea umană are o caracteristică logaritmică de răspuns la intensitățile sonore.

Pentru amplificatorul prezentat în figura A6.1, unde p_{in} și p_o sunt puterile de intrare și respectiv de ieșire, amplificarea G_p de putere în decibeli este dată de:

$$G_p = 10 \lg (\text{Puterea de ieșire} / \text{Puterea de intrare}) = 10 \lg (p_o / p_{in}) \text{ dB.}$$

De vreme ce p_o / p_{in} = câștigul de putere, câștigul de putere în dB = $10 \lg$ (câștigul de putere).

De observat că decibelul este o unitate pentru raportul puterilor și nu o măsură pentru nivelul puterii.

Câștigul în dB poate fi pozitiv sau negativ. O valoare pozitivă în dB reprezintă un raport al puterilor supraunitar (p_o mai mare decât p_{in}), în timp ce o valoare negativă reprezintă un raport subunitar (p_o mai mic decât p_{in} , adică *atenuare*).



Figura A6.1

Pentru calcularea câștigului în dB folosind formula de mai sus trebuie cunoscuți logaritmi. Este însă mai utilă memorarea conversiilor de bază date în tabelul A6.1, care, așa cum se va vedea mai târziu, poate fi folosită pentru calculul celor mai multe conversii care apar uzual.

Mai trebuie remarcat că (a) pentru câștig de 1, câștigul în dB este zero, iar (b) pentru un câștig de 10 ori (de exemplu, de la 100 la 1000), câștigul în dB este de 10 (de la 20 la 30). Pentru pierderi, valoarea în dB este negativă. De exemplu, un câștig de $1/2 = -3$ dB iar $1/10 = -10$ dB și așa mai departe.

EXEMPLE

(1) Dacă un amplificator are câștigul de 3 dB și la intrare 10 mW, atunci ieșirea se poate calcula astfel:

3 dB = un câștig de putere de 2.

Prin urmare, semnalul de ieșire = $2 \times$ semnalul de intrare = $2 \times 10 \text{ mW} = 20 \text{ mW}$

(2) Fie Figura A6.2. Pentru a afla puterea de intrare:

10 dB = o amplificare de 10 ori

Prin urmare, puterea de intrare = puterea de ieșire / 10 = $100 \text{ mW} / 10 = 10 \text{ mW}$.

Tabelul A6.1

Câștigul în dB	Câștigul de putere
0	1
3	2
10	10
20	100 (10^2)
30	1000 (10^3)

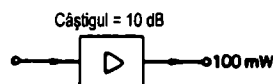


Figura A6.2

Câștigul de curent sau de tensiune

Atât câștigul de curent cât și cel de tensiune pot fi calculate și exprimate în decibeli, *cu condiția ca rezistența de intrare și cea de sarcină să fie egale*.

$$\text{Câștigul în dB} = 20 \lg (v_o/v_{in}) = 20 \lg (I_o/I_{in}),$$

unde v_o și I_o sunt tensiunea, respectiv curentul de ieșire, iar v_{in} și I_{in} sunt tensiunea, respectiv curentul de intrare.

Din tabelul A6.2 se vede că $-3 \text{ dB} =$ un câștig de $1/1,42$ sau $0,707$ sau 70% . De exemplu, dacă un atenuator de 3 dB (adică având o pierdere de 3 dB) are la intrare 10 mV , va avea la ieșire $0,7 \times 10 \text{ mV} = 7 \text{ mV}$.

Câștigul pe mai multe etaje

Un alt avantaj al folosirii decibelilor este că pentru un amplificator care are mai multe etaje, câștigul total în decibeli este egal cu suma câștigurilor în decibeli ale fiecărui etaj în parte. Figura A6.3 arată un amplificator cu două etaje. Etajul 1 are un câștig de 10 dB (adică un câștig de putere de 10) și etajul 2 are un câștig de 3 dB (sau de putere egal cu 2). Câștigul total este $10 \text{ dB} + 3 \text{ dB} = 13 \text{ dB}$. Câștigul general în putere este, pe de altă parte, produsul câștigurilor, adică $10 \times 2 = 20$.

EXEMPLE

Fie figura A6.4.

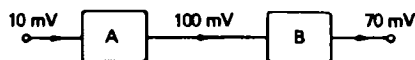


Figura A6.4

Câștigul etajului A este $100 / 10 = 10$ sau 20 dB (presupunând rezistențe egale, $R_{in} = R_L$)

Câștigul etajului B este $70 / 100 = 0,7$ sau -3 dB .

Câștigul total este $70 / 10 = 7$. În dB înseamnă $20 - 3 = 17 \text{ dB}$.

Conversia din decibeli în raport și viceversa pentru valori diferite de cele din cele două tabele se poate face împărțind în părți potrivite. De exemplu, 13 dB poate fi împărțit în $10 \text{ dB} + 3 \text{ dB}$ și 10 dB este un raport de 10, iar 3 dB este un raport de 2. Deci, raportul total echivalent este $10 \times 2 = 20$ (vedeți figura A6.2).

EXEMPLE

(3) Dacă intrarea într-un dispozitiv este 10 mW și ieșirea este 1 W , care este câștigul în dB?

Tabelul A6.1

Câștigul în dB	Câștigul de tensiune sau curent
0	1
3	$\sqrt{2} = 1,4$
6	2
20	10
40	100
60	1000

**presupunând rezistențele egale*

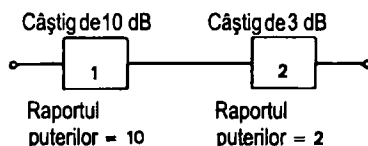


Figura A6.3

Soluție

Câștigul în putere este $1 \text{ W} / 10 \text{ mW} = 1000 \text{ mW} / 10 \text{ mW} = 100$.

În decibeli câștigul este 20 dB.

(4) Fie figura A6.5. Determinați (a) câștigul total, (b) câștigul total în dB, (c) câștigul etajului B în dB și în raport.

Soluție

(a) Câștigul total este $v_o / v_{in} = 100 \text{ mV} / 50 \text{ mV} = 2$.

(b) Câștigul de tensiune de 2 înseamnă 6 dB.

(c) Câștigul etajului B este $6 \text{ dB} - 9 \text{ dB} = -3 \text{ dB}$.

Etajul B are câștigul în raport de $1 / 1,4 = 0,7$.

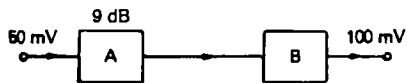


Figura A.6.5

Anexa VII – Răspunsuri la exerciții

Partea I

1) (b)	21) (c)	41) (a)	61) (b)
2) (d)	22) (d)	42) (a)	62) (b)
3) (b)	23) (a)	43) (c)	63) (c)
4) (a)	24) (c)	44) (b)	64) (d)
5) (b)	25) (c)	45) (b)	65) (b)
6) (c)	26) (b)	46) (c)	66) (a)
7) (a)	27) (c)	47) (c)	67) (c)
8) (d)	28) (a)	48) (b)	68) (c)
9) (c)	29) (d)	49) (d)	69) (a)
10) (b)	30) (b)	50) (c)	70) (d)
11) (d)	31) (d)	51) (d)	71) (a)
12) (c)	32) (b)	52) (a)	72) (b)
13) (b)	33) (a)	53) (b)	73) (b)
14) (a)	34) (b)	54) (c)	74) (b)
15) (b)	35) (b)	55) (c)	75) (c)
16) (c)	36) (c)	56) (b)	76) (d)
17) (b)	37) (c)	57) (a)	77) (b)
18) (b)	38) (b)	58) (c)	78) (a)
19) (a)	39) (a)	59) (a)	79) (a)
20) (d)	40) (c)	60) (a)	80) (b)

Partea a II-a

1) (b)	21) (b)	41) (b)	61) (a)
2) (c)	22) (d)	42) (b)	62) (b)
3) (c)	23) (b)	43) (c)	63) (a)
4) (c)	24) (c)	44) (b)	64) (b)
5) (d)	25) (b)	45) (c)	65) (b)
6) (b)	26) (d)	46) (d)	66) (c)
7) (c)	27) (a)	47) (d)	67) (a)
8) (b)	28) (d)	48) (b)	68) (c)
9) (c)	29) (c)	49) (c)	69) (c)
10) (b)	30) (a)	50) (c)	70) (b)
11) (b)	31) (d)	51) (d)	71) (a)
12) (d)	32) (d)	52) (a)	72) (a)
13) (c)	33) (a)	53) (b)	73) (b)
14) (d)	34) (d)	54) (c)	74) (d)
15) (a)	35) (b)	55) (d)	75) (c)
16) (b)	36) (c)	56) (d)	76) (c)
17) (b)	37) (a)	57) (c)	77) (b)
18) (d)	38) (d)	58) (b)	78) (d)
19) (c)	39) (b)	59) (c)	79) (b)
20) (c)	40) (d)	60) (b)	80) (a)

Index

- acceptor, 45, 124
- acord, 158
- adaptare, 55
- adresă, 225
 - bus de adrese, 226
- afișaj cu șapte segmente 220-222
- afișaj digital, 220-223
- agățare la 1, 236
- agățare-la, 236
- aliaj, 53
- aliaje magnetice, 53
- alternator, 50
- ambalarea termică, 132, 149
- amortizare, 46, 186
- amper, 8
- ampermetru, 227
- amplificare, 38, 139
 - analiza grafică, 140-141
- amplificatoare în cascadă, 184
- amplificator, 38
 - amplificatoare de c.c., 190
 - amplificatoare de FI, 185
 - amplificatoare de putere, 41, 186
 - amplificatoare de radio-frecvență, 42
 - amplificatoare în cascadă, 184
 - amplificatoare selective, 42
 - amplificator acordat, 42
 - amplificator cu emitor comun, 131-136
 - amplificator cuplat prin R-C, 138
 - amplificator cuplat prin transformator, 141-143
 - amplificator de bandă largă, 41
 - amplificator de tensiune, 40
 - amplificator integrator, 197
 - amplificator sumator, 195-196
 - câștig, 38
 - crominanță, 103
 - diferențial, 73, 199
 - etaj tampon, 44
 - inversor, 194
 - lărgime de bandă, 184
 - luminanță, 102
 - polarizare, 183
 - push-pull, 41, 186-190
 - răspunsul în frecvență, 39-44
 - supraîncărcare, 58, 141
 - testarea amplificatoarelor 233-236
 - amplificator de bandă largă, 41-42
 - amplificator diferențial, 73, 199
 - amplificator integrator, 197-198
 - amplificator inversor, 194
 - amplificator în contratimp cu tranzistoare complementare, 188-190
 - amplificator operațional 194-200
 - amplificator pe Y, 95
 - amplificator selectiv, 42
 - amplificator sumator, 195-196
 - amplificatorul operațional 741, 199
 - amplificatorul operațional 748, 200
 - amplitudine, 16
 - distorsiuni de amplitudine, 40
 - analizor de semnătură, 230, 237
 - analizor grafic, 140-141
 - analizor logic, 230, 237
 - analizor, 230, 237
 - AND, 64
 - anod, 93, 156
 - antena, 53, 55
 - armături X, 94, 95
 - armături Y, 94, 95
 - armonici, 23, 59-60, 161
 - dinte de fierăstrău, 25
 - undă pătrată (dreptunghiulară), 24
 - unde complexe, 23-24
 - astabil, 201, 204-205, 209
 - atenuator pe Y, 95
 - atenuator, 44
 - atom, 123
 - autotransformator, 52
 - axare, 58, 167-169
 - banda transmisiei, 75
 - bandă laterală, 81-82
 - rest de bandă laterală, 99
 - bandă laterală inferioară, 82
 - bandă laterală superioară, 82
 - bandă magnetică, 74
 - barieră de potențial, 124
 - bass, 192
 - baza de timp, 94, 95
 - bază comună, 128, 145, 146
 - BCD -7 segmente, 221, 222
 - BCD, 222

bidirecțional, 71, 72
 binar, 68-69, 72
 cod, 72
 numărător, 245, 215-217
 bipolar, 149
 bistabil, 201-203
 detectarea erorilor, 245
 R-S, 218
 bistabil J-K, 219
 bistabil J-K, 219
 bistabil R-S, 219
 blocare, 136, 183, 233-235
 frecvență de blocare, 184
 bobină, 29
 reactanță, 35
 rezistență, 32
 testarea inductanțelor, 247, 250
 bobină mobilă, 53, 229
 buclă cu calare pe fază, 72
 bus de control, 226
 bus de date, 226
 bus, 72, 226

 cadru, 98
 cameră de luat vederi, 98
 câmp (cadru), 98
 câmp electromagnetic, 48
 sincro-cadre, 98
 câmp electric, 26
 câmp electric, 93
 câmp magnetic, 48-54
 cap, 74
 cap de redare, 74
 cap de ștergere, 74
 capacitate, 26
 capacități parazite între electrozii tranzistoarelor, 185
 caracteristici de ieșire, 129-130, 150
 caracteristici de intrare, 129
 caracteristici de transfer, 128, 130
 carbon, 123
 cascadă, 184
 câștigul, 38, 279
 amplificarea cu două etaje, 38
 amplificarea globală, 38
 câștigul în curent alternativ, 198
 câștigul static de curent h_{fe} , 130
 catod, 93, 156
 cădere directă de tensiune, 124, 129
 ceas digital, 69
 ceasul, 226
 digital, 69
 celulă fotovoltaică, 74
 celulă, 147
 celule fotoconductive, 147
 ciclu, 20
 circuit de axare, 58, 167
 circuit de axare, 58, 183, 167-170
 circuit integrat (CI), 160
 7400, 219
 7402, 219
 7404, 219
 memorie, 224-225
 circuit magnetic, 53
 circuite logice combinaționale, 214
 clasă A, 182, 186
 clasă B, 182
 clasă C, 183
 CMOS (complementary metal oxide semiconductor), 212, 222
 poartă, 213
 coborâtător, 51, 56
 codare, 91
 coeficient de temperatură negativ, 268
 coeficient de temperatură pozitiv, 268
 coeficientul de temperatură, 268
 colector comun, 128, 146
 comanda tranzistorului, 221
 comparator, 194
 compatibilitate, 102
 computer, 71
 condensator, 26
 capacitate totală, 27-29
 capacități parazite între electrozii tranzistoarelor, 185
 condensatoare în paralel, 27-29
 condensatoare în serie, 27-29
 condensator de accelerare, 202
 condensator de blocare, 137
 condensator de cuplaj, 137, 184
 condensator de decuplare, 139, 184
 descărcare, 30
 energie, 27
 încărcarea, 30, 26
 reactanță, 35
 filtru capacitiv, 172
 rezistență, 32
 testare condensatoare, 247, 250
 tipuri de condensatoare, 271
 condensator de accelerare, 202
 condensator de blocare, 137
 condensator de decuplare, 139, 184
 condensator electrolitic, 271
 testarea condensatoarelor electrolitice, 250
 conductor, 123
 conectare paralel, 72

constanta de timp, 30-31, 162
 LR, 31
 RC, 30
 controlul automat al frecvenței (CAF), 90, 158
 controlul vitezei, 73
 convertor digital - analog (CDA), 70, 106
 convertor, 63, 180
 convertorul analog-digital (CAD), 70, 106
 coulomb, 26
 cristal de cuarț, 209
 cromaticitate, 103
 procesare, 106
 culoare, 101
 codul culorilor, 268
 transmisia, 102
 triadă, 106
 culori primare, 102
 cuplaj, 56
 amplificator cuplat prin R-C, 138, 184
 amplificator cuplat prin transformator, 141-143,
 145, 185
 condensator de cuplaj, 137, 184
 optocuplor, 148
 curent, 8, 16
 amplificare de curent, 38
 curent rezidual, 132
 măsurarea curentului, 227
 reacție de curent, 191
 trasor de curent, 230
 curent alternativ (c.a.), 16
 curent continuu (c.c.), 8
 amplificator de curent continuu, 190
 redresare (refacere), 58, 167
 curent rezidual, 125, 132
 curent de bază, 135
 cursa directă (sweep), 94
 cursă inversă, 94, 98

 DAT (digital audio tape-recorder), 70
 decibel, 279
 decodor, 221
 decodor/driver, 222
 defazare, 157
 oscilator, 208
 defectare, 234-235
 deflexie electromagnetică, 94
 deflexie electrostatică, 93, 94
 deflexie, 93, 94
 demodulare, 78
 derivator, 60, 162, 194
 descărcarea condensatorului, 30
 deviație de frecvență, 87
 diac, 159
 diagrama fazorială, 34-37
 dielectric, 26
 diferența de fază, 32
 măsurare, 229
 diferență de potențial, 8, 12
 difuzie, 124
 difuzor, 53, 75
 DIL (dual in line), 225
 dimensiunea imaginii, 211
 dinam, 50
 dinte de fierăstrău, 21, 163
 generator de dinte de fierăstrău, 210
 dioda, 124-125
 diodă bidirecțională, 159
 diodă de comutație, 155
 diodă de direcționare, 202
 diodă de protecție, 210
 diodă varicap, 158, 209
 diodă zener, 155
 fotodiodă, 147
 LED, 147-148
 limitare, 164-165
 testare, 247, 250
 diodă cu joncțiune, 124
 diodă de comutație, 155
 diodă de direcționare, 202
 discriminator, 90
 discriminator de fază, 73
 disipație, 143
 dispozitiv de afișare optică (VDU), 71
 dispozitiv divizor cu doi, 203
 distorsiuni, 40
 distribuitor de fază, 187-188
 divizor de tensiune, 11
 dreapta de sarcină, 139, 152
 drift, 44, 190

 echipament de testare automată (ATE), 231
 ecranare, 53
 efectul de încărcare, 227-228
 electrod, 94, 96
 electromagnet, 49
 electromagnetism, 48
 electron, 8, 123
 fascicul, 93, 94
 lentilă electronică, 93, 94
 tun electronic, 93, 94
 electroni liberi, 123
 element de comutație, 181
 emitor comun, 128, 131, 146
 emițător M.A., 84
 emițător M.F., 89
 emițător radio, 84

energie, 27
 eșantionare, 92
 etaj de ieșire, 44, 242-243
 etaj tampon (buffer), 44, 73
 explorare, 98
 expresie booleană, 213-214

 factorul Q , 46
 fading, 90
 farad, 27
 ferite, 53
 FET cu îmbogățire, 153
 fier moale, 49, 53
 figuri Lissajou, 229
 filtrare, 62, 174
 netezire electronică, 179
 filtru, 59
 filtru capacitiv, 172
 filtru trece bandă, 59
 filtru trece jos, 59, 161, 174
 filtru trece sus, 59, 161
 flip-flop, 215
 forma de undă a semnalului video, 98
 formă de undă, 20
 c.c., 20
 tipuri de forme de undă, 21
 frecvență de repetiție, 117
 fotodiode, 147
 fotosensibile, 148
 fototranzistor, 147
 frecvență, 20
 amplificator 39-44
 compensare, 200
 deviație de frecvență, 87
 discriminator, 90
 distorsiuni de frecvență, 40
 drift, 44
 frecvență intermediară, 85
 frecvență de rezonanță, 45
 frecvență de tăiere, 185
 influențare (pulling), 44
 măsurarea frecvenței, 229
 numărător, 69
 numărător de frecvență, 69
 schimbător de frecvență, 85
 sinteză de frecvență, 73
 frecvență audio, 23
 generator de semnal, 44
 lărgimea de bandă, 40
 plaja, 23
 frecvență foarte înaltă (VHF), 79, 89
 frecvență intermediară (F.I.), 85
 amplificator de F.I., 86, 185
 receptor TV, 100
 frecvență înaltă, 79
 frecvență laterală, 81
 frecvență foarte joasă (VLF), 79
 frecvență joasă, 79
 frecvențe medii, 79
 frecvență super-înaltă (SHF), 79
 frecvență ultra înaltă (UHF), 79
 oscilatoare UHF, 209
 fundamentală, 59-60

 găsirea defectelor, 238-246
 amplificator cu FET, 239-240
 amplificator de c.c., 238-239
 bistabili, 244-245
 circuite digitale, 245-246
 etaj de ieșire, 242-243
 surse de alimentare, 241-242
 generator, 50
 germaniu, 124, 129
 gol, 124, 128

 HDTV, 105
 henry, 29
 hertz, 20, 22
 hidrogen, 123
 hi-fi, 105, 192

 ieșire diferită de zero, 196
 impedanța de ieșire, 55
 impedanța de intrare, 55
 impedanță, 36
 adaptare, 55-56
 internă, 55
 raport, 52
 impedanță internă, 55
 impulsuri de sincronizare, 98
 impurități, 124
 inductanță, 29
 instrucțiuni, 71
 instrumente analogice, 228
 instrumente de testare a stărilor logice, 230
 instrumente digitale, 228
 integrare pe scară foarte largă (VLSI), 212
 integrare pe scară largă (LSI), 160, 212
 integrare pe scară medie (MSI), 212
 integrare pe scară super largă (SLSI), 212
 integrarea pe scară mică (SSI), 212
 integrator, 60, 162, 194
 interfață de intrare/ieșire, 225
 interfață, 72, 225
 intrare inversoare, 194
 intrare neinversoare, 194

inverter, 63, 179
 izolator, 123, 148
 izolația, 148

 încărcare, 26, 30
 înfășurare primară, 50
 înfășurare secundară, 50
 înfășurătoare, 80
 înregistrator de bandă, 74
 întârzierea, 204
 întrețesere, 98

 joule, 27

 latch, 218
 lărgime de bandă, 39, 81, 184
 AF, 40
 amplificator operațional, 194, 200
 banda transmisiei, 75
 rezonanță, 45
 telefonie, 76
 telegrafie, 77
 lărgimea de bandă radio, 86
 LCD, 220, 222-223
 LED, 147-148, 221-222
 legea lui Ohm, 9
 legile lui Kirchhoff, 13-14
 lentilă electronică, 93
 limitare, 58
 limitator, 58, 164
 linii, 98
 frecvență de linii, 98
 sincro-linii, 98
 logică combinațională, 214
 luminanță, 102

 masă virtuală, 195
 măsurare, 233
 măsurări în circuit, 231
 medie, 17
 memorie RAM, 224
 memorie, 71, 224-225
 metal-oxide-silicon (MOS), 222
 metoda redresării mono-alternanță, 59, 62, 171
 microcalculator, 72, 212
 arhitectura microcalculatorului, 225
 micro-controller, 226
 microfon, 77
 microprocesor, 71, 212, 225
 testarea, 230, 237
 viteză, 226
 miez magnetic, 49
 mini-controller, 226

 mixer, 85
 modulația impulsurilor în amplitudine, 91
 modulația impulsurilor în cod – MIC, 91-92
 modulația impulsurilor în durată, 91
 modulația impulsurilor în poziție, 91
 modulație, 78
 gradul de modulație, 80
 modulația impulsurilor, 91
 modulație de amplitudine, 80, 88
 lărgimea de bandă, 81
 receptor, 84-86
 modulație de frecvență (M.F.), 87-88
 avantaje, 88
 frecvență laterală, 88
 lărgime de bandă, 88
 monocrom, 102
 monostabil, 201, 204-205
 MOS, 149, 160
 MOSFET cu sărăcire, 153
 MOSFET, 153
 motor pas cu pas, 225
 motor, 50
 multimetru, 229
 multiplexare, 92
 multiplexare, cu diviziune de timp, 92
 multivibrator, 201-206

 NAND, 65, 212, 213
 neutralizare, 192
 neutron, 8
 nevolatilă, 224
 NICAM, 105
 nivel logic, 212
 nod, 14
 NOR, 65, 213
 NOT, 66
 nucleu, 123
 numărător de decadă, 218, 221
 numărător, 69, 215, 218, 221
 numărător cu reacție, 216
 numărător în inel, 218
 numărător în inel, 218
 numărător zecimal, 217
 numere în baza 10, 68-69

 offset, 196
 ieșire zero, 196, 199
 ohm, 8
 ohmmetru, 247
 optocuplor, 148
 OR-exclusiv, 66, 223
 oscilatoare, 43, 207-211
 baza de timp, 95

oscilator local, 85
 oscilatoare cu circuit acordat în bază, 207
 oscilatoare cu circuit acordat în colector, 207
 oscilatoare cu autoblocare, 209
 oscilatoare de relaxare, 207
 oscilator Colpitt, 212
 oscilator controlat în tensiune, 72
 oscilator cu cristal cuarț, 208-209
 oscilator Hartley, 207
 oscilator nesinusoidal, 209
 oscilator R-C, 208
 oscilații amortizate, 46
 oscilosop cu tub catodic, 95-97, 229

pagină, 105
 palpăire, 98
 periferic, 72, 225
 perioadă 20-21
 măsurare, 229
 permeabilitate, 53
 persistența vederii, 98
 PIL, 104
 plachetă de siliciu, 160
 plan frontal, 222
 planul din spate (BP), 222
 polarizare, 124
 curent de bază, 135
 în clasă C, 167
 înregistrarea magnetică pe bandă, 74
 lanț de polarizare, 131
 tranzistor, 127
 polarizare directă, 124
 polarizare inversă, 183
 polarizarea de înaltă frecvență, 74
 polarizarea prin semnal, 183
 porți, 64-69, 149, 156, 213
 combinație, 67-68
 expresie booleană, 213-214
 simboluri, 67
 tabele de adevăr, 67
 testare, 263
 preamplificator, 74
 primar cu priză, 185
 priză (la transformator), 52
 priză mediană, 52, 171, 187
 cuplaj prin transformator, 187
 procesare digitală, 70
 procesare video, 106
 program, 71
 protecție, 179
 proton, 8, 123
 pulling, 44
 pulser, 230

punctul la 3 dB, 39
 punctul static de funcționare Q, 183
 punctul static de funcționare, 130, 140-143
 purtătoare, 78
 push-pull, 41
 amplificator, 186-190
 puterea, 14-15
 amplificarea de putere, 38
 amplificator de putere, 41, 186
 c.a., 16
 c.c., 16
 disipația de putere, 143
 puterea unei rezistențe, 267
 puterea unei rezistențe 267

 radio receptor 84-86, 89-90, 185
 testarea, 231-233
 radiofrecvență (RF)
 amplificator de RF, 42, 192
 tuner, 84-86
 rampă, 197
 raportul impedanțelor, 52
 rădăcina medie pătratică (r.m.s.), 16-19
 reactanță 35-37
 reactanță capacitivă, 36
 reactanță inductivă, 36
 reacție, 43, 190-191
 în număratoare binare, 216
 reacție negativă, 43
 reacție pozitivă, 43
 READ, 224
 receptor M.A., 84-85
 receptor M.F., 89-90
 receptor TV digital, 106
 receptor TV, 100-101, 104-106, 185
 receptorul de televiziune, 100-101, 185
 receptorul TV digital, 106
 receptorul superheterodină, 85
 redresare, 58-59, 171-172
 redresor, 59, 229
 diodă redresoare, 171-172
 redresor în punte, 172
 redresor cu siliciu controlat (SCR), 156-157, 181
 testarea tiristoarelor, 248
 redresor dublă alternanță, 59, 62, 171
 redresorul în punte, 172
 registru de deplasare, 217-218
 registru, 217
 reglajul automat al amplificării (RAA), 90
 reglajul de lumină, 94
 rejector, 45
 releu, 53, 77
 reluctanță, 53

repetoare pe emitor, 177
 repetoare de tensiune, 196
 repetoare, 77
 reprezentarea fazorială, 32-37
 rest de bandă laterală, 99
 rețea divizoare, 57
 rezistență de sarcină, 132
 rezistență, 8
 rezistență internă, 228
 rezistență totală, 10
 rezistență de balast, 176
 rezistență internă, 175, 228
 voltmetru, 228
 rezistență variabilă, 270
 rezistențe în serie, 10
 rezistențe paralele, 12-13
 rezistivitate, 268
 rezonanță, 45
 lărgime de bandă, 46
 rezonanță paralelă, 45
 rezonanță serie, 45
 ridicător, 51
 riplu, 62, 172, 174, 181

 sarcină, 27
 saturație, 136, 235
 scară logaritmică, 39
 selectivitate, 46
 semiconductor de tip n, 124
 semiconductor tip p, 124
 semiconductor, 124
 semnal video, 58
 semnale digitalizate, 106
 sensibilitatea voltmetrului, 228
 siliciu, 124, 129
 sincro separator, 101
 sincronizare, 95
 SMPS (switch mode power supply), 181
 solenoid, 49
 sondă, 230
 sondă logică, 230
 spațiu, 22
 spectru electromagnetic, 78, 101
 spikes-uri, 60, 162
 spot, 93, 94, 98
 stabilitate, 43, 267
 stabilizare, 63, 133, 175
 stabilizare serie 178-181
 stabilizator cu tranzistor, 177
 stabilizator paralel, 175-177
 straturi groase, 160
 straturi subțiri, 160
 străpungere, 155

 structură cristalină, 124
 subrutine, 72
 substrat, 153
 sunet, 23-25
 calitatea, 24
 sunet stereofonic, 105
 supraîncărcare, 58, 141
 protecție, 179
 supramodulație, 81
 sursă comună, 151
 sursă stabilizată, 175-179
 sursă, 149
 surse de alimentare, 62
 stabilizator, 63

 tabelul de adevăr, 64-67, 218
 tastatură, 225
 telefonie, 76
 telegrafie, 77-78
 teletext, 105
 televiziune, 98-107
 deflexie, 101
 electrozi, 96
 FI, 100
 sistemul cu 625 de linii, 99
 televiziunea în culori, 101-103
 televiziune în culori, 101-103
 compatibilitate, 102
 receptor, 103
 tensiune, 8
 amplificare de tensiune, 38
 amplificator de tensiune, 40
 măsurare, 227
 reacție de tensiune, 192
 repetor, 196
 tensiune de lucru, 28
 tensiune de saturație, 151
 tensiune electromotoare (t.e.m.) indusă, 50
 tensiune foarte înaltă (FIT), 101
 tensiune inversă de vârf, 173
 tensiune în gol, 173
 tensiune în urma curentului, 32
 tensiune înaintea curentului, 32
 tensiunea unui condensator, 270
 termistor, 190
 tesla, 53
 testare digitală, 236-237
 testare dinamică, 231-233
 testare funcțională, 231
 testarea amplificatoarelor cu un singur etaj, 233-236
 testarea componentelor, 247-251
 testarea în circuit (ICT), 248-251

testarea rezistențelor, 247, 249-250
 testarea statică, 231, 233-235
 testarea transformatoarelor, 247
 teste statice, 231, 233-235
 timer 555, 205-206
 tipuri de rezistențe, 268
 tiristorul, 156-158, 181
 tonul, 23
 traductor, 72, 74, 75
 transformator, 50-54, 62
 adaptare, 56
 autotransformator, 52
 coborât, 51
 cuplajul prin transformator, 141-143, 145, 185
 ecranare, 53
 izolare (ecranare), 54
 izolație, 148
 priză, 52
 priză mediană, 52, 187
 randament, 51
 raportul impedențelor, 51-52
 ridicător, 51
 testare, 247
 transformator cu priză, 171
 transmisia cu bandă laterală dublă, 83
 transmisia cu bandă laterală unică, 83
 transmisia M.F. a BBC, 89
 transmisia radio, 78
 tranzistor, 127-130
 bipolar, 149
 comanda tranzistorului, 221
 comutare, 136
 defecte, 234-235
 distribuitor de fază, 187-188
 fototranzistor, 147
 limitare, 166
 rezistența de sarcină, 132
 stabilizator de tranzistor, 177
 testare, 248, 250-251
 unijoncțiune, 159
 unipolar, 149
 tranzistor cu efect de câmp (FET), 149-154
 poartă, 213
 triac 159
 triadă, 104
 trigger Schmitt, 167
 Trinitron, 104
 TTL, 212
 tub catodic, 93-94, 100, 103
 tub cu mască perforată, 104
 tub in-line, 104
 tun, 93, 94
 tuner, 85, 86
 umplere, 21, 181
 undă dreptunghiulară, 21, 24, 60
 undă în impulsuri, 21
 undă triunghiulară, 21
 unde electromagnetice, 78
 unde lungi, 79
 unde medii, 79
 unde scurte, 79
 unde sinusoidale, 16, 21
 unidirecțional, 148
 unijoncțiune, 159
 oscilator cu tranzistor unijoncțiune, 210
 unipolar, 149
 unitate aritmetică și logică, 71
 unitate centrală de procesare (CPU), 224
 unitate de testat, 231
 valvă termionică, 93
 valvă, 93
 vârf, 16
 vârf-la-vârf, 16
 viteză unghiulară, 32
 volatilă, 224
 voltmetru, 227
 voltmetru digital, 229
 voltmetru electronic (EVM), 229
 voltmetru digital (DVM), 229
 voltmetru electronic, 229
 watt, 14
 WRITE, 224-226
 zener, 155
 limitator cu zener, 166
 stabilizator cu zener, 175
 zgomot, 88, 92
 zonă sărăcită de purtători, 124