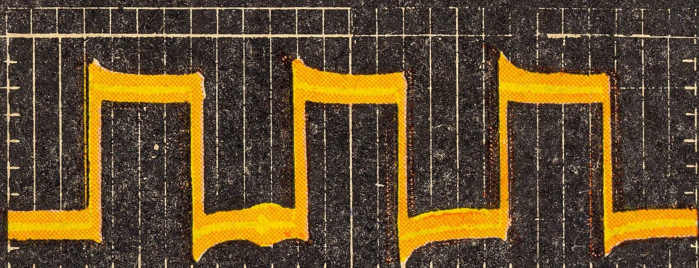




editura de radio și televiziune



Colecția radio și televiziune

nr. 145

MIHAI CORUȚIU

Tehnică

# Osciloscopul în laboratorul electronistului amator

**Mihai Coruțiu**

r.tv.

•

r.tv.

•

r.tv.

•

r.tv.

•

r.tv.

•

r.tv.

•

r.tv.

•

r.tv.

•

r.tv.

•

r.tv.

•

r.tv.

•

r.tv.

•

r.tv.

# **Osciloscopul în laboratorul electronistului amator**



**Editura Tehnică  
București 1987**

Pentru a veni în sprijinul celor care doresc să aprofundeze cunoștințele referitoare la un osciloscop catodic, în scopul utilizării lui judicioase, lucrarea de față prezintă aspecte legate atât de funcționarea aparatului, cât și de posibilitățile de utilizare ale acestuia.

După o prezentare generală a osciloscopului catodic (Cap. 1) urmează analiza detaliată a amplificatoarelor electronice (Cap. 2) și a circuitelor basculante astabile (Cap. 3), cu scopul de a ușura înțelegerea funcționării unor părți componente importante ca amplificatorul vertical, amplificatorul orizontal și comutatoarele electronice cu care sint prevăzute toate osciloscoparele moderne.

Avînd în vedere utilitatea dotării unui osciloscop cu un comutator electronic, fie bazat pe principiul alternanței, fie pe cel al eșantionării, în lucrare s-a rezervat un capitol separat (Cap. 4) pentru tratarea acestui subiect.

În capitolul 5 sint arătate mai multe aplicații ale osciloscopului catodic, prevăzut sau nu cu comutator electronic.

Redactor : ing. **Smaranda Dimitriu**  
Tehnoredactor : **Maria Trăsnea**  
Coperta : **Simona Dumitrescu**

---

Bun de tipar : 24.04. 1987 ; Coli tipar : 7,5  
c.z. : 621

---



C-da 57 I. P. Informația  
Str. Brezoianu nr. 23—25,  
București.

<b>Capitolul 1 Osciloscopul catodic . . . . .</b>	<b>5</b>
1.1 Tubul catodic . . . . .	5
1.1.1 Rolul diferiților electrozi . . . . .	6
1.1.2 Alimentarea . . . . .	8
1.2 Schema sinoptică a unui osciloscop . . . . .	9
1.2.1 Rolul amplificatorului vertical și al celui orizontal. . . . .	10
1.2.2 Principiul atenuatorului. . . . .	11
1.2.3 Sincronizarea . . . . .	12
1.3 Figurile Lissajous . . . . .	14
1.3.1 Generalități . . . . .	14
1.3.2 Funcții sinusoidale de aceeași frecvență . . . . .	14
1.3.3 Funcții sinusoide de frecvențe diferite . . . . .	19
<b>Capitolul 2 Amplificatoare electronice . . . . .</b>	<b>20</b>
2.1 Amplificatorul ca un cuadripol . . . . .	21
2.2 Amplificatoare ideale . . . . .	23
2.2.1 Amplificatorul ideal de tensiune . . . . .	24
2.2.2 Amplificatorul ideal de curent . . . . .	25
2.3 Etajul de amplificare în conexiunea cu emitorul comun . . . . .	26
2.4 Calculul simplificat al polarizării etajului de amplificare în conexiunea cu emitorul comun. . . . .	29
<b>Capitolul 3 Circuite basculante astabile . . . . .</b>	<b>32</b>
3.1 Comutatorul ideal . . . . .	34
3.2 Comutatorul real . . . . .	35
3.3 Dioda semiconductoare în regim de comutație. . . . .	36
3.4 Tranzistorul bipolar în regim de comutație. . . . .	38
3.4.1 Starea de blocare . . . . .	40
3.4.2 Starea de conducție . . . . .	40
3.4.3 Definirea timpilor de comutație . . . . .	41
3.5 Circuitul basculant astabil cu cuplaj colector-bază . . . . .	43
3.6 Calculul simplificat al unui multivibrator cu tranzistoare . . . . .	45
3.7 Multivibratoare cu circuite integrate . . . . .	46
3.8 Citeva aplicații ale circuitelor basculante astabile . . . . .	51



3.8.1 Dispozitiv de semnalizare luminoasă intermi-	51
3.8.2 Defectoscop cu două tranzistoare . . . . .	52
3.8.3 Generator de semnal . . . . .	53
<b>Capitolul 4 Comutatoare electronice pentru osciloscopul catodic</b>	<b>55</b>
4.1 Generalități . . . . .	55
4.2 Montaje practice de comutatoare electronice . . .	58
4.2.1 Comutator electronic cu patru tranzistoare . .	59
4.2.2 Comutator electronic cu variație a factorului de	
umpleri. . . . .	63
4.2.3 Comutator electronic cu un circuit integrat și	
două tranzistoare . . . . .	66
4.2.4 Comutator electronic cu două circuite integrate	
și patru tranzistoare . . . . .	68
4.2.5 Comutator electronic cu două circuite integrate	
și opt tranzistoare . . . . .	71
4.3 Alimentator pentru comutatoarele electronice . . .	74
<b>Capitolul 5 Utilizarea osciloscopului catodic. . . . .</b>	<b>77</b>
5.1 Evaluarea defazajelor . . . . .	
5.2 Punerea în evidență cu ajutorul osciloscopului cato-	
dic a variațiilor de intensitate dintr-un circuit . . .	81
5.3 Studiul circuitului RLC serie de curent alternativ	83
5.3.1 Montaje practice care folosesc osciloscopul ca-	
todic . . . . .	83
5.3.2 Studiul unui circuit RC serie de curent alternativ	85
5.3.3 Studiul unui circuit RLC serie . . . . .	89
5.4 Analiza funcționării unui etaj modulator . . . . .	95
5.5 Analiza funcționării unui etaj detector . . . . .	103
5.5.1 Detecția semnalelor modulate în amplitudine	103
5.5.2 Analiza funcționării unui etaj detector cu aju-	
torul osciloscopului catodic . . . . .	108
5.6 Analiza funcționării unui etaj amplificator . . . .	113
<b>Bibliografie . . . . .</b>	<b>119</b>

# Osciloscopul catodic

Osciloscopul catodic este aparatul de control și măsură cel mai întrebuințat în electronică. Cu ajutorul lui se poate vizualiza curba reprezentativă a unei funcții  $y = f(x)$ .

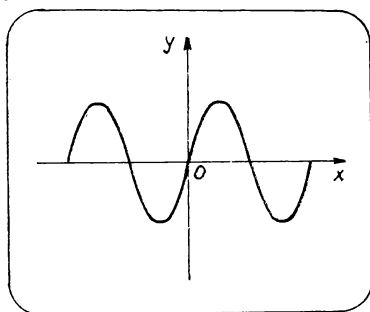


Fig 1.1

Funcția  $y$  reprezintă o diferență de potențial iar variabila  $x$  reprezintă de obicei timpul (figura 1.1).

## 1.1. Tubul catodic

Partea principală a unui osciloscop este tubul catodic. Acesta este format dintr-un tub de sticlă vidat, în formă de trunchi de con, terminat printr-un cilindru (figura 1.2). Baza mare, aproape plană, constituie ecranul. Partea cilindrică conține tunul electronic, format din mai mulți electrozi, și două perechi de plăci de deviație. Capătul părții cilindrice, numit culot, conține terminalele destinate a asigura legăturile electrice între diferiții electrozi ai tubului și circuitele electronice aferente.

Partea interioară a ecranului este acoperită cu o substanță foto-emisivă destinată formării unei pete luminoase (spot) în locul de impact al fascicului de electroni produs de tunul electronic.

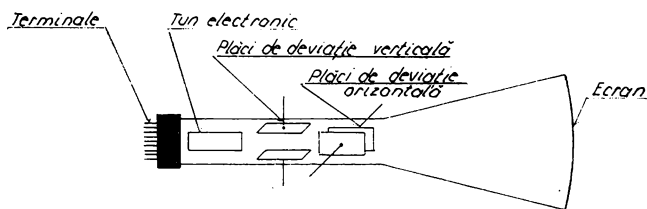


Fig. 1.2

Natura substanței foto-emisive determină durata petei luminoase pe ecran (persistența spotului).

Una dintre substanțele foto-emisive cele mai folosite este ortosilicatul de zinc.

### 1.1.1 Rolul diferiților electrozi

Tunul electronic este format din catod, cilindrul Wehnelt, și unul sau mai mulți electrozi de accelerare, figura 1.3.

Catodul, cu încălzire, indirectă, este de nichel acoperit cu oxizi de bariu și stronțiu. Prin încălzirea catodului de către filament acesta emite electroni.

Cilindrul Wehnelt este tot din nichel. Acest cilindru este prevăzut cu o deschidere circulară îngustă prin care trece fasciculul de electroni produs de catod.

Deoarece potențialul cilindrului Wehnelt este negativ (și reglabil) față de catod, cilindrul Wehnelt joacă rolul grilei de comandă dintr-un tub electronic. Lăsând să treacă prin deschiderea sa mai mulți sau mai puțini electroni, cu ajutorul lui putem regla luminozitatea spotului pe ecran.

Anodele din nichel  $A_1$ ,  $A_2$  și  $A_3$  aflate la un potențial pozitiv față de catod formează o lentilă electronică destinată a concentra fasciculul de electroni.  $A_1$  și  $A_3$  sînt

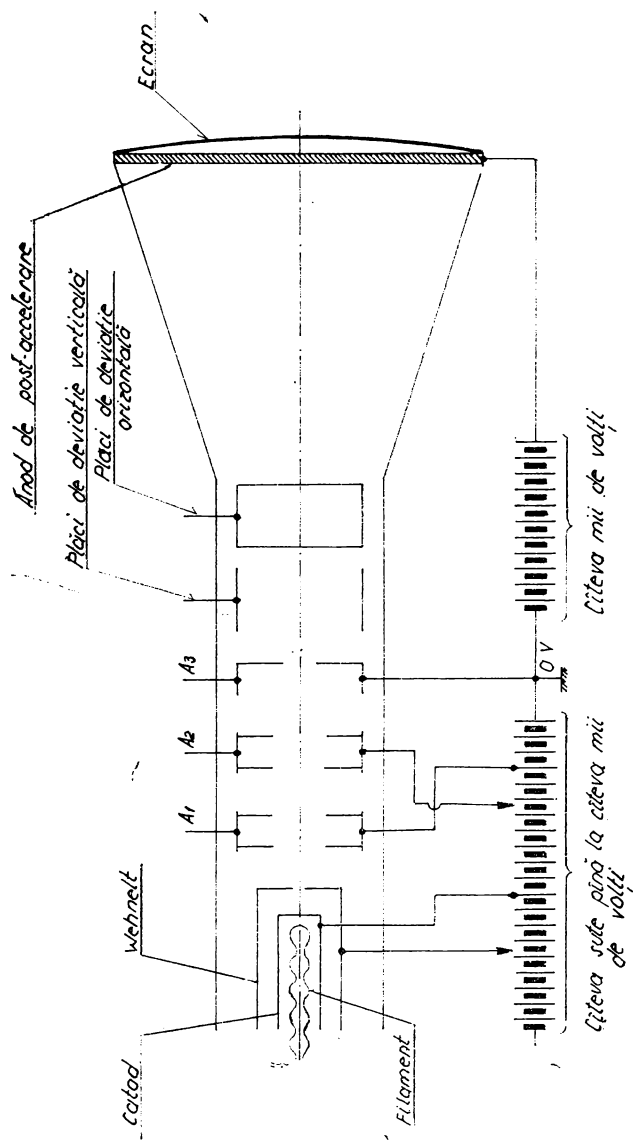


Fig 1.3

anode de accelerare în timp ce  $A_2$ , care este negativ față de  $A_1$ , are rolul de a regla concentrația fascicului.

Plăcile de deviație servesc pentru a devia fasciculul de electroni vertical (cele două plăci orizontale) și orizontal (cele două plăci verticale).

Anodul de postaccelerare, format din grafit coloidal, este adus la un potențial de câțiva kilovați și servește la accelerarea electronilor după ieșirea acestora dintre plăcile de deviație. Aceasta are următoarele efecte :

- ameliorează luminozitatea și concentrația spotului ;
- face posibilă micșorarea vitezei electronilor înaintea intrării lor între plăcile de deviație, de unde o bună sensibilitate a tubului catodic (prin sensibilitate se înțelege tensiunea de accelerare aplicată pentru a obține pe ecran o deviație de 1 mm).

### 1.1.2 Alimentarea

Alimentarea tubului catodic este realizată prin următoarele circuite :

- un circuit de încălzire care furnizează o tensiune alternativă, de obicei de 6,3 V, pentru alimentarea filamentului ;

- circuite redresoare care furnizează diferite tensiuni continue necesare alientării electrozilor. Frecvent, înalte tensiuni sînt obținute utilizînd circuite multiplicatoare de tensiune ;

- tensiuni reglabile necesare cilindrului Wehnelt și anodei de concentrare  $A_2$ . Aceste tensiuni sînt reglate cu ajutorul potențiometrelor.

Alimentarea unui tub catodic necesită tensiuni de câțiva kilovolți, ceea ce impune o izolare corespunzătoare.

Comanda deviației spotului pe ecran poate fi realizată folosind una din următoarele două variante :

#### 1) Comanda asimetrică

Montajul necesar realizării acestei comenzi este arătat în figura 1.4. Una din plăcile de deviație este legată la masa osciloscopului (potențial 0) iar cealaltă este adusă la un potențial pozitiv sau negativ față de masă cu ajutorul potențiometrului  $P$ . În poziția din mijloc placa  $B$  se află la un potențial nul față de masă. Cînd cursorul este deplasat în sus, placa  $B$  este adusă la un potențial pozitiv iar cînd



cursorul este deplasat în jos, ea este adusă la un potențial negativ față de masă.

Acest procedeu prezintă un inconvenient, anume de a introduce distorsiunile numite trapezoidale. Deplasarea spotului pe ecran este invers proporțională cu viteza electronilor la intrarea acestora între plăcile de deviație. Cu dispozitivul de comandă prezentat în figura 1.4 potențialul punctului  $M$  situat la mijlocul distanței dintre plăci nu este constant (el depinde de poziția cursorului potențiometrului  $P$ ). Această variație a potențialului determină o variație a vitezei electronilor, ceea ce constituie cauza distorsiunilor.

Pentru evitarea producției distorsiunilor trapezoidale se folosește comanda simetrică prezentată în continuare.

## 2) Comanda simetrică

Placa  $B$  (figura 1.5) este adusă la un potențial  $E$  față de masă în timp ce placa  $A$  este adusă la potențialul  $-E$

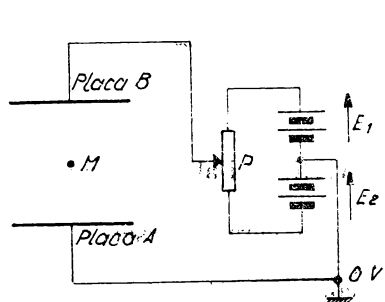


Fig. 1.4

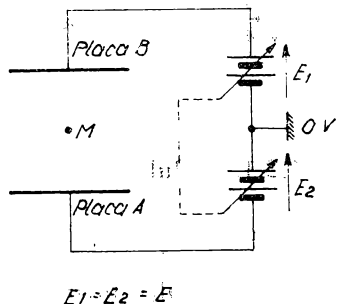


Fig. 1.5

În aceste condiții, punctul  $M$  situat la mijlocul distanței dintre plăci are un potențial constant ( $0\text{ V}$ ) pentru orice valoarea a lui  $E$ .

## 1.2. Schema sinoptică a unui osciloscop

Figura 1.6 reprezintă schema sinoptică a unui osciloscop simplu. Această schemă permite să se observe, dintr-o singură privire, diversele părți componente ale aparatului. Pentru a permite vederea de ansamblu a unui montaj, acesta este descompus după diversele funcții ale lui.

Fiecare funcție (redresare, filtraj etc.) este reprezentată printr-un simbol (de exemplu: „Amplificatorul orizontal”). Interdependența diferitelor funcții este schematizată prin segmente de dreaptă prevăzute cu săgeți care sugerează evoluția fenomenelor.

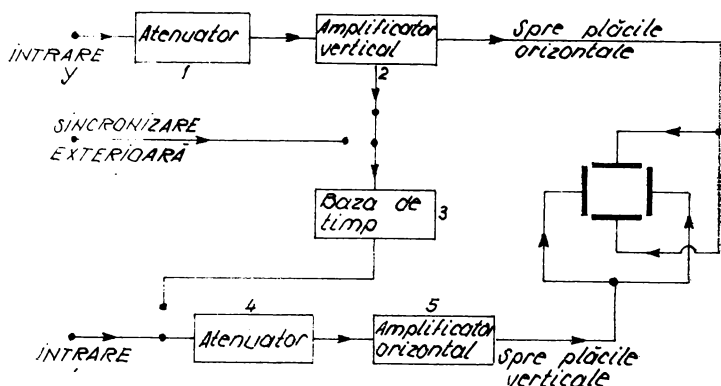


Fig. 1.6

### 1.2.1. Rolul amplificatorului vertical și al celui orizontal

O deviație de câțiva centimetri pe ecranul osciloscopului necesită, de obicei, diferențe de potențial de ordinul zecilor de volți între plăcile corespunzătoare.

Fenomenele de studiat se traduc, în general, prin diferențe de potențial mult mai mici, de ordinul milivoltului.

Cele două amplificatoare au ca scop creșterea convenabilă a diferențelor de potențial aplicate la intrările osciloscopului. Un atenuator este plasat înaintea amplificatorului cu scopul de a modifica coeficientul de amplificare în tensiune pentru a obține o deviație apreciabilă a spotului, fără însă a face pe aceasta să iasă din ecran.

Figura 1.7 ilustrează rolul atenuatorului, astfel :

$$v_3(t) = A_2 \cdot v_2(t)$$

$$v_2(t) = A_1 \cdot v_1(t) \quad \text{cu } A_1 < 1$$

deci

$$v_3(t) = A_1 \cdot A_2 \cdot v_1(t) = A \cdot v_1(t).$$

De obicei numai atenuatorul cu coeficientul  $A_1$  este reglabil. Acest reglaj se efectuează cu ajutorul unui comutator cu mai multe poziții.

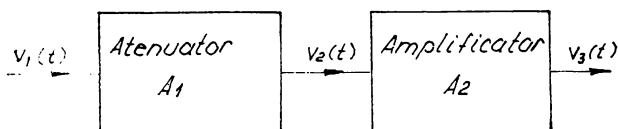


Fig. 1.7

### 1.2.2. Principiul atenuatorului

În figura 1.8 se poate observa că intensitatea curentului electric în rezistorul  $R_2$  este aceeași cu cea din rezistorul  $R_1$  dacă ieșirea este deschisă, deci :

$$v_2 = \frac{R_2}{R_1 + R_2} v_1 = A_1 \cdot v_1.$$

Alegerea rezistoarelor  $R_1$  și  $R_2$  permite obținerea unui coeficient de amplificare  $A_1$  dorit. Comutatorul de sensibilitate permite modificarea rezistențelor  $R_1$  și  $R_2$  și

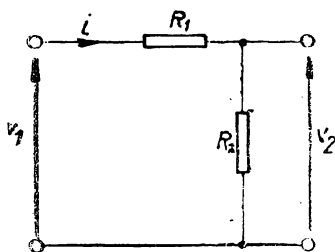


Fig. 1.8

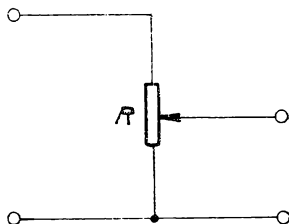


Fig. 1.9

în consecință a coeficientului de amplificare  $A_1$ . Figura 1.8 reprezintă un atenuator simplificat avînd o funcționare corectă numai la frecvențe relativ mici. La frecvențe ridicate, datorită fenomenelor parazite, trebuie să se folosească atenuatoare compensate. Acestea necesită măsuri speciale de precauție.

În general, intrarea orizontală, spre deosebire de cea verticală, nu posedă un atenuator etalonat cu reglaj prin

computator de sensibilitate. Pentru intrarea orizontală atenuatorul este, de obicei, un potențiometrul (figura 1.9) care permite ajustarea progresivă a sensibilității într-un raport egal cu 1 la 1/5.

### 1.2.3. Sineronizarea

Vizualizarea unei diferențe de potențial în funcție de timp se obține aplicând plăcilor verticale o tensiune liniar variabilă, adică în formă de dinți de ferăstrău. Această tensiune este produsă de un generator numit bază de timp (blocul funcțional 3 din figura 1.6); ea este amplificată de amplificatorul orizontal înainte de a fi aplicată plăcilor verticale (de deviație pe orizontală). Vom considera ca exemplu o sinusoidă care trebuie vizualizată pe ecranul osciloscopului. Curba obținută pe ecran va fi stabilă cind perioada tensiunii liniar variabile ( $T_d$ ) va fi un multiplu întreg al perioadei sinusoidii ( $T_s$ ), figura 1.10. Această metodă de stabilizare a imaginii prezintă un inconvenient. Perioada semnalului de vizualizat este, în general, oarecare. Este, deci, necesar să se modifice

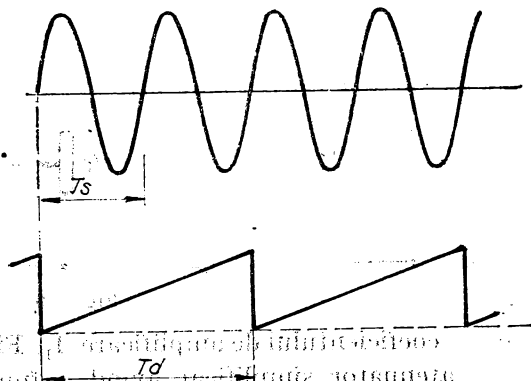


Fig. 1.10

perioada tensiunii liniar variabile. Pentru reglajul acesteia din urmă se folosește un comutator cu mai multe poziții etalonate și un potențiometrul care permite o ajustare progresivă, deci, neetalonată.

Fiecare poziție a comutatorului este caracterizată prin timpul în care spotul parcurge pe ecran o distanță de 1 cm sau de o diviziune. În general se fixează următoarele poziții etalon:  $0,5 \mu\text{s/div.}$ ;  $1 \mu\text{s/div.}$ ;  $2 \mu\text{s/div.}$ ; ...;  $0,1 \text{ s/div.}$ ;  $0,2 \text{ s/div.}$ ;  $0,5 \text{ s/div.}$

Acest etalonaj nu este valabil decât pentru o anumită poziție a butonului de reglaj progresiv.

Reglajul progresiv al baleiajului (deplasarea spotului pe ecran) determină pierderea avantajului etalonării acestuia. În acest mod măsurarea perioadei semnalului vizualizat devine imposibilă.

Acest inconvenient poate fi eliminat folosind funcționarea „declanșată” a bazei de timp. În acest caz chiar semnalul care trebuie examinat declanșează baleiajul atunci când el atinge o anumită valoare. Valoarea aceasta este reglată cu ajutorul unui potențiometr.

Funcționarea „declanșată” necesită o legătură între amplificatorul vertical și baza de timp.

Să examinăm figura 1.11. Când semnalul care trebuie vizualizat atinge nivelul „u” baleiajul începe în  $\alpha$ . Spotul parcurge ecranul de la stînga la dreapta. Ajuns la extremitatea dreaptă el revine în stînga ecranului și reîncepe

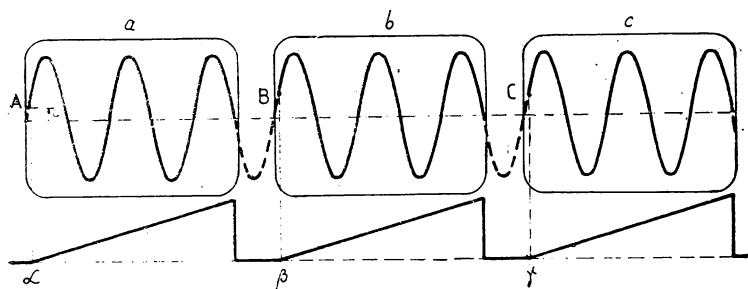


Fig. 1.11

în  $\beta$ , când semnalul atinge din nou nivelul „u” (în punctul B) ș.a.m.d. În aceste condiții spotul parcurge același traseu pe ecran și figura este stabilă. Stabilitatea figurii nu depinde de viteza baleiajului și, din această cauză, se poate profita de etalonajul bazei de timp fixind poziția butonului potențiometrului ajustabil la valoarea etalonată.



## 2.1.3. Figurile Lissajous

### 1.3.1. Generalități

Fie un punct  $P$  care se deplasează pe curba  $\Gamma$  în planul definit de axele  $Ox$  și  $Oy$  (figura 1.12). Coordonatele  $x_P$  și  $y_P$  ale punctului considerat sînt funcții de timp :

$$x_P = f(t) \text{ și } y_P = g(t).$$

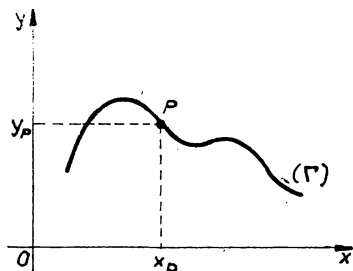


Fig. 1.12

Cu ajutorul osciloscopului putem vizualiza astfel de curbe. Pentru aceasta se aplică plăcilor de deviație verticală o tensiune  $u_1 = K_1 y$  iar celor de deviație orizontală o tensiune  $u_2 = K_2 x$ . Ne propunem să examinăm astfel de curbe cînd funcțiile  $f$  și  $g$  sînt sinusoidale ; curbele obținute pe ecran se numesc figuri Lissajous.

### 1.3.2. Funcții sinusoidale de aceeași frecvență

#### 1. Cazul unui defazaj oarecare

Fie  $y = A_1 \sin \omega t$  și  $x = A_2 \sin(\omega t + \varphi)$  unde  $\varphi > 0$ . Funcțiile  $y$  și  $x$  sînt, de exemplu, două tensiuni alternative sinusoidale aplicate intrărilor  $Y$  și  $X$  ale unui osciloscop pentru care baleiajul a fost suprimat. Se pune întrebarea dacă figura Lissajous depinde de semnul defazajului. Răspunsul la o astfel de întrebare este dat de construcția grafică a curbei Lissajous obținută cînd considerăm funcțiile  $y = A_1 \sin \omega t$  și  $x = A_2 \sin(\omega t + \varphi)$  unde  $\varphi < 0$  dar are aceeași valoare absolută ca și precedentă. Se observă

că figura obținută (figura 1.13) nu depinde de semnul defazajului. Se poate scrie :

$$\overline{OA} = A_1 \sin |\varphi|$$

și

$$\overline{OB} = A_1$$

de unde

$$\sin |\varphi| = OA/OB.$$

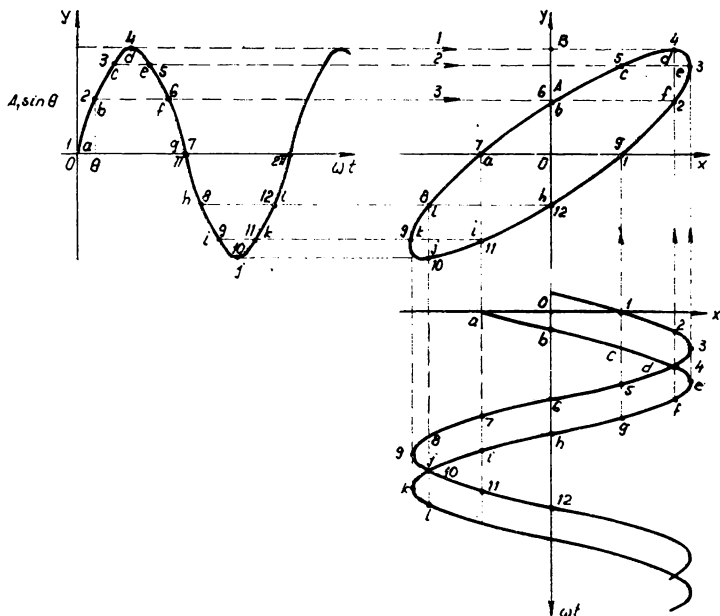


Fig. 1.13

Putem afirma că figurile Lissajous permit determinarea valorii absolute a defazajului a două funcții alternante sinusoidale de aceeași frecvență.

## 2. Cazul unui defazaj nul

Fie funcțiile  $y = A_1 \sin \omega t$  și  $x = A_2 \sin \omega t$ . Rezultatul este ușor de stabilit prin calcul :

$$\sin \omega t = x/A_2$$

de unde

$$y = A_1 x / A_2.$$

Funcția  $y$  este de forma  $y = ax$ , adică o dreaptă care trece prin originea axelor, figura 1.14.

### 3. Cazul unui defazaj egal cu $\pi$

Fie curbele  $y = A_1 \sin \omega t$  și  $x = A_2 \sin(\omega t + \pi) = -A_2 \sin \omega t$ . Ca și în cazul precedent, rezultatul este ușor de prevăzut. Din punct de vedere algebric se poate scrie :

$$\sin \omega t = -x / A_2$$

de unde

$$y = -A_1 x / A_2.$$

Rezultă că funcția  $y$  este de forma  $y = ax$  unde  $a < 0$ , deci ea este reprezentată printr-o dreaptă care trece prin originea axelor, figura 1.15.

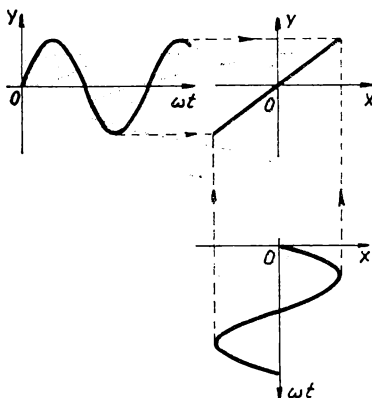


Fig. 1.14

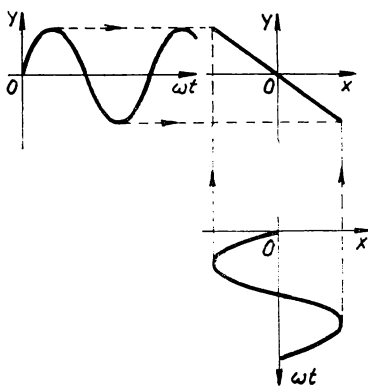


Fig. 1.15

### 4. Cazul unui defazaj egal cu $\pi/4$

Fie curbele  $y = A_1 \sin \omega t$  și  $x = A_2 \sin(\omega t + \pi/4)$ . Curba reprezentativă va fi cea arătată în figura 1.16. Se poate verifica ușor că în cazul unui defazaj egal cu  $-\pi/4$  se obține același răspuns.

### 5. Cazul unui defazaj egal cu $\pi/2$

Fie curbele  $y = A_1 \sin \omega t$  și  $x = A_2 \sin(\omega t + \pi/2)$ . Curba reprezentativă va fi cea arătată în figura 1.17. În cazul unui defazaj  $\varphi = -\pi/2$  se obține același rezultat.

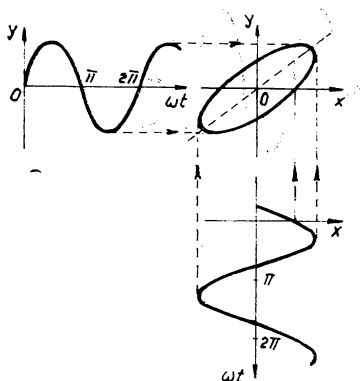


Fig. 1.16

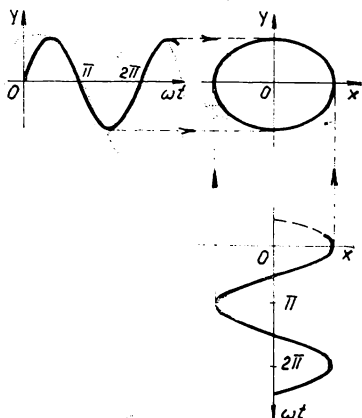


Fig. 1.17

### 6. Cazul unui defazaj egal cu $3\pi/4$

Fie curbele  $y = A_1 \sin \omega t$  și  $x = A_2 \sin(\omega t + 3\pi/4)$ . Curba reprezentativă va fi cea arătată în figura 1.18. În cazul unui defazaj  $\varphi = -3\pi/4$  rezultatul este același.

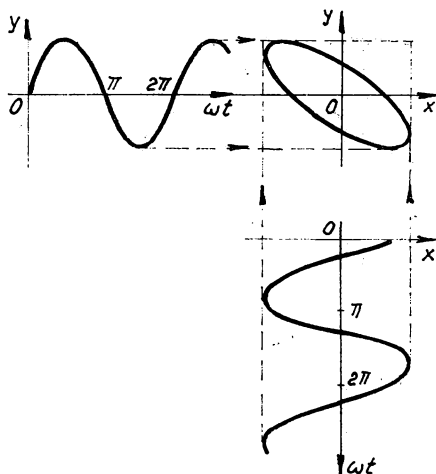


Fig. 1.18

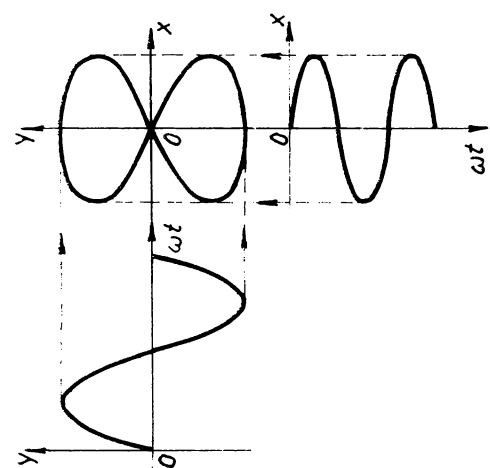


Fig. 1.20

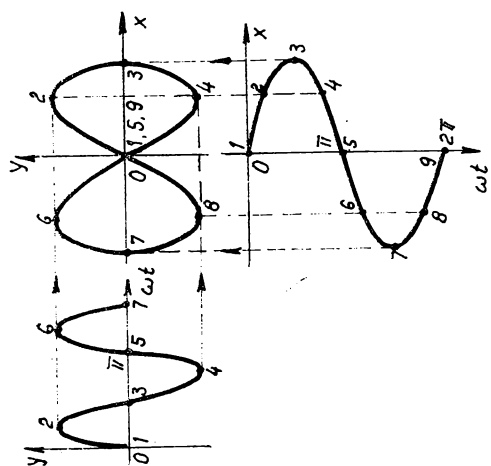


Fig. 1.19



### 1.3.3. Funcții sinusoidale de frecvențe diferite

Să considerăm două funcții dintre care una să aibă o frecvență dublă față de cealaltă:  $y = A_1 \sin 2\omega t$  și  $x = A_2 \sin \omega t$ . Pe ecran se va obține curba arătată în figura 1.19.

În situația în care  $y = A_1 \sin \omega t$  și  $x = A_2 \sin 2\omega t$  se va obține curba arătată în figura 1.20.

Alte trei cazuri sînt prezentate în figura 1.21 unde s-a notat cu  $f_x$  frecvența corespunzătoare funcției  $x$  și cu  $f_y$  cea corespunzătoare funcției  $y$ :

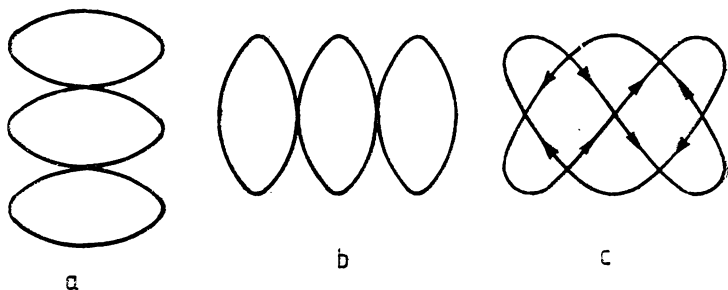


Fig. 1.21

$f_x = 3f_y$  vezi fig. 1.21 a;

$f_x = f_y/3$  vezi fig. 1.21 b;

$f_x = 2f_y/3$  vezi fig. 1.21 c;

În general, pentru raportul frecvențelor egal cu  $m/n$ , figura obținută taie de  $m$  ori fiecare din cele două laturi paralele ale dreptunghiului în care se înscrie figura Lissajous și de  $n$  ori celelalte două laturi paralele. Dacă raportul frecvențelor nu este dat de numere întregi, atunci petele (care arată punctele de intersecție) sînt desenate pe întreg ecranul în mod uniform și figurile Lissajous nu se observă.

# Amplificatoare electronice

Amplificatoarele electronice sînt aparate utilizate cu scopul de a mări amplitudinea unui semnal electric. Larga utilizare a amplificatoarelor a determinat clasificarea lor după mai multe criterii :

a) după amplitudinea semnalelor care le amplifică se deosebesc

— amplificatoare de semnal mic, la care variațiile de tensiune și intensitate produse de semnalul aplicat la intrare au o valoare mică în comparație cu valorile tensiunii și intensității din punctul static de funcționare, putîndu-se considera că se lucrează în regim liniar ;

— amplificatoare de semnal mare (de putere), la care variațiile de tensiune și intensitate sînt suficient de mari ca să prezinte abateri de la liniaritate, iar puterea semnalului de ieșire este apreciabilă (wați pînă la zeci de kilowați) ;

b) după felul semnalului pe care îl amplifică, există

— amplificatoare de curent continuu, care pot amplifica semnale cu variație în timp oricît de lentă, ajungînd pînă la frecvența zero (tensiune continuă) ;

— amplificatoare de curent alternativ, care pot amplifica numai semnale variabile în timp ; sub o frecvență limită semnalul nu mai poate fi amplificat. Aceste amplificatoare pot fi : de audiofrecvență (destinate amplificării unor semnale avînd frecvența limită superioară de aproximativ 100 kHz), de radiofrecvență (care sînt selective, avînd o bandă îngustă în jurul unei frecvențe centrale) și de videofrecvență (care amplifică, de regulă, semnale aleatoare).

## 2.1. Amplificatorul ca un cuadripol

Un amplificator poate fi considerat ca un cuadripol, cu două borne de intrare ( $1$  și  $1'$ ) și două borne de ieșire ( $2$  și  $2'$ ), figura 2.1.

Semnălele electrice de la intrare sînt tensiunea  $U_1$  și intensitatea  $I_1$ , iar cele de la ieșire sînt tensiunea  $U_2$  și intensitatea  $I_2$ , cu convenția de orientare din figura 2.1.

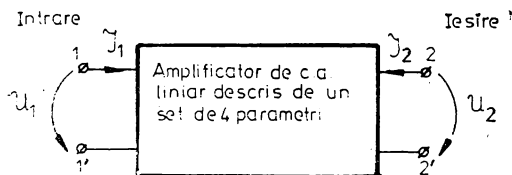


Fig. 2.1

În cazul în care amplificatorul se comportă ca un circuit liniar pot fi scrise relațiile :

$$U_2 = f(U_1, I_1) \text{ și } I_2 = g(U_1, I_1) \quad (2.1)$$

unde  $f$  și  $g$  sînt funcții liniare și omogene de  $U_1$  și  $I_1$ .

Deoarece din cele patru mărimi ( $U_1$ ,  $U_2$ ,  $I_1$ ,  $I_2$ ) pot fi alese oricum două care să fie considerate variabile independente, rezultă că sînt posibile șase cazuri. Dintre acestea, reprezentarea (2.1) și inversa ei (în care  $U_2$  și  $I_2$  sînt alese variabile independente) se dovedesc a fi cel mai puțin utile. Celelalte patru cazuri sînt: reprezentarea cu parametrii  $Z$  ( $I_1$  și  $I_2$  sînt variabile independente), reprezentarea cu parametrii  $Y$  ( $U_1$  și  $U_2$  sînt variabile independente), cu parametrii  $h$  ( $I_1$  și  $U_2$  sînt variabile independente) și reprezentarea cu parametrii  $g$ , în care variabilele independente sînt  $U_1$  și  $I_2$ .

Vom arăta în continuare una dintre cele mai utilizate reprezentări și anume reprezentarea cu parametrii  $h$ , numiți parametri hibrizi. Această reprezentare are la bază ecuațiile :

$$U_1 = h_{11}I_1 + h_{12}U_2 \text{ și } I_2 = h_{21}I_1 + h_{22}U_2 \quad (2.2)$$

Circuitul echivalent al amplificatorului, corespunzător ecuațiilor (2.2), este arătat în figura 2.2.

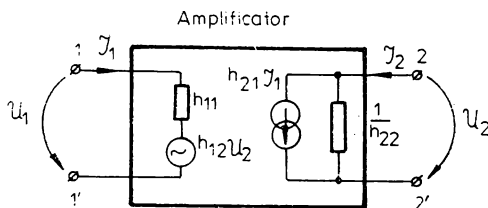


Fig. 2.2

Parametrii  $h_{ij}$  ( $i, j = 1; 2$ ) au următoarele semnificații :

$$h_{11} = (U_1/I_1)_{U_2=0} = \text{impedanța de intrare cu ieșirea în scurtcircuit;} \quad (2.3)$$

$$h_{22} = (I_2/U_2)_{I_1=0} = \text{admitanța de ieșire cu intrarea în gol;} \quad (2.4)$$

$$h_{21} = (I_2/I_1)_{U_2=0} = \text{amplificarea în curent cu ieșirea în scurtcircuit;} \quad (2.5)$$

$$h_{12} = (U_1/U_2)_{I_1=0} = \text{reacția de tensiune cu intrarea în gol.} \quad (2.6)$$

Un amplificator este unidirecțional (sau unilateral) în situația în care permite transferul semnalului numai de la intrare la ieșire. Astfel, pentru amplificatorul din figura 2.2, condiția de unidirecționalitate este îndeplinită când  $h_{12} = 0$ . În acest caz aplicarea unui semnal la ieșire nu produce nici-un efect la intrare.

Caracterul unidirecțional al amplificatoarelor este legat de proprietățile dispozitivului electronic folosit. Astfel, tranzistorul bipolar are  $h_{12}$  aproximativ zero, ceea ce asigură transmisia practic unilaterală a semnalului într-un etaj de amplificare în conexiunea cu emitorul comun. Aplicarea reacției (locale — pe etaj sau globale — pe mai multe etaje) tinde să reducă caracterul unidirecțional al amplificatorului.

## 2.2. Amplificatoare ideale

Vom considera un amplificator de curent alternativ liniar și unilateral, așa cum arată figura 2.3. Acest amplificator are conectat la bornele de intrare un generator de semnal ( $GS$ ) și la ieșire o sarcină ( $S$ ).

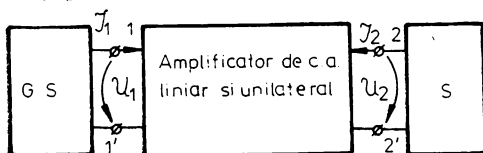


Fig. 2.3

Parametrul cel mai important al amplificatorului este amplificarea. Acest parametru se definește prin raportul dintre semnalul de ieșire (tensiune, intensitate) și semnalul de intrare.

Dacă se alege tensiunea ca semnal de intrare, sînt două posibilități :

- să se definească amplificarea în raport cu tensiunea de intrare  $U_1$  și
- să se definească amplificarea în raport cu tensiunea dată de generatorul de semnal în gol, deci înainte de conectare la amplificator. O situație similară apare cînd semnalul de intrare este o intensitate.

În cele ce urmează vom presupune că amplificarea se va calcula în raport cu tensiunea în gol a generatorului sau cu curentul de scurtcircuit, iar impedanța internă a generatorului cît și impedanța de sarcină sînt de natură rezistivă ( $Z_g = 1/Y_g = R_g$  ;  $Z_s = 1/Y_s = R_s$ ).

Dacă generatorul de semnal este un generator de tensiune (cu tensiunea în gol  $E_g$ ) se pot defini :

$$A_{Ug} = U_2/E_g = \text{amplificarea de tensiune, în raport cu } E_g; \quad (2.7)$$

$$A_{Ig} = I_2/E_g = \text{amplificarea transconductanță, în raport cu } E_g. \quad (2.8)$$



Dacă generatorul de semnal este un generator de curent (cu intensitatea de scurtcircuit  $I_g$ ) se pot defini :

$$A_{I_g} = I_2/I_g = \text{amplificarea în curent, în raport cu } I_g; \quad (2.9)$$

$$A_{R_g} = U_2/I_g = \text{amplificarea transrezistență, în raport cu } I_g. \quad (2.10)$$

Aceste amplificări depind, în caz general, atât de amplificatorul propriu-zis cît și de  $R_g$  și  $R_s$ . Astfel în cazul unui etaj de amplificare conectat în cascadă, ca generator de semnal se consideră etajul precedent iar ca sarcină — etajul următor. Amplificarea etajului considerat depinde și de celelalte etaje. Apare necesitatea de a găsi o amplificare care să fie independentă de circuitul exterior.

Amplificatorul ideal este acela a cărui amplificare este independentă de generator și de sarcină. Se deosebesc următoarele tipuri de amplificatoare ideale : amplificatorul ideal de tensiune, de curent, de tip transconductanță și de tip transrezistență. Deoarece primele două sînt utilizate frecvent în calculele necesare proiectării unui amplificator, vom face cîteva precizări în legătură cu acestea.

### 2.2.1. Amplificatorul ideal de tensiune

Un astfel de amplificator este caracterizat printr-o valoare constantă a amplificării  $A_{U_g}$  dată de relația (2.7). Pentru a stabili condițiile pe care trebuie să le satisfacă acest amplificator vom folosi reprezentarea indicată în figura 2.4. Semnificațiile notațiilor din figură sînt următoarele :

$R_{in}$  = rezistența de intrare ;

$R_{ieș}$  = rezistența de ieșire cu intrarea în scurtcircuit ;

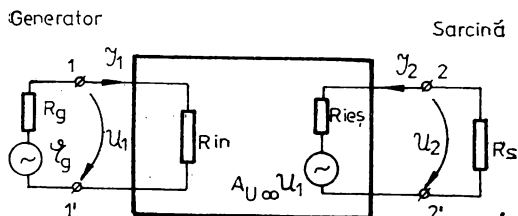


Fig. 2.4

$A_{U\infty}$  = amplificarea în gol, cu amplificatorul comandat de un generator ideal de tensiune ( $U_1 \equiv E_g$ ) și cu ieșirea în gol ( $R_s \rightarrow \infty$ ).

Din figura 2.4 rezultă :

$$A_{U_g} = U_2/E_g = A_{U\infty} R_{in} R_s / (R_{in} + R_g)(R_s + R_{ies}) = f(A_{U\infty}, R_g, R_s).$$

Pentru ca  $A_{U_g}$  să nu depindă de  $R_g$  și  $R_s$  trebuie să impunem următoarele condiții :

$$R_{in} \rightarrow \infty \text{ și } R_{ies} \rightarrow 0. \quad (2.11)$$

Rezultă că un amplificator ideal de tensiune are rezistența de intrare infinită și rezistența de ieșire nulă ; în această situație  $A_{U_g} = A_{U\infty}$ . În practică va trebui să punem condițiile aproximative :

$$R_{in} \gg R_g \text{ și } R_{ies} \ll R_s, \quad (2.12)$$

care pot fi adaptate pentru gradul de precizie dorit (de exemplu putem impune  $R_{in} > 10 \cdot R_g$  sau  $R_{in} > 100 \cdot R_g$  etc.).

Dezavantajul condițiilor (2.12) constă în faptul că definesc amplificatorul ideal de tensiune în raport cu circuitul exterior ( $R_g$  și  $R_s$  variază de la un caz la altul).

## 2.2.2. Amplificatorul ideal de curent

Un astfel de amplificator este caracterizat printr-o valoare constantă a amplificării  $A_{I_g}$  dată de relația (2.9). Pentru a stabili condițiile pe care trebuie să le satisfacă

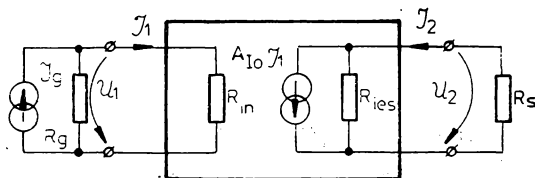


Fig. 2.5

accest amplificator vom folosi reprezentarea indicată în figura 2.5. Semnificațiile notațiilor din figură sînt următoarele :

$R_{in}$  = rezistența de intrare ;

$R_{ies}$  = rezistența de ieșire cu intrarea în gol ;

$A_{I_0}$  = amplificarea în gol, cu amplificatorul comandat de un generator ideal de curent ( $I_1 \equiv I_g$ ) și cu ieșirea în scurtcircuit ( $R_s = 0$ ).

Din figura 2.5 rezultă :

$$A_{I_g} = I_2/I_g = A_{I_0} R_{ie\bar{s}} R_g / (R_{ie\bar{s}} + R_s)(R_g + R_{in}) = f(A_{I_0}, R_g, R_s).$$

Pentru ca  $A_{I_g}$  să nu depindă de  $R_g$  și  $R_s$  trebuie să impunem următoarele condiții :

$$R_{in} \rightarrow 0 \text{ și } R_{ie\bar{s}} \rightarrow \infty. \quad (2.13)$$

Rezultă că un amplificator ideal de curent are rezistența de intrare nulă și rezistența de ieșire infinită ; în această situație  $A_{I_g} = A_{I_0}$ . În practică va trebui să punem condițiile aproximative :

$$R_{in} \ll R_g \text{ și } R_{ie\bar{s}} \gg R_s, \quad (2.14)$$

deci exact opusul condițiilor impuse amplificatorului ideal de tensiune.

Dezavantajul condițiilor (2.14) constă în faptul că definesc amplificatorul ideal de curent în raport cu circuitul exterior.

În legătură cu aplicarea conceptului de amplificator ideal trebuie precizat că într-un caz concret este necesar să se compare  $R_{in}$  și  $R_{ie\bar{s}}$  pentru amplificatorul dat cu  $R_g$  și  $R_s$  (aplicație dată). Dacă este satisfăcută una din perechile de condiții (2.12) sau (2.14) atunci amplificatorul este apropiat de unul din tipurile de amplificatoare prezentate.

### 2.3. Etajul de amplificare în conexiunea cu emitorul comun

Schema unui etaj de amplificare cu un tranzistor npn în conexiunea cu emitorul comun (EC) este prezentată în figura 2.6, a. Se observă că se folosește o metodă simplă de polarizare a tranzistorului cu ajutorul unei singure baterii avînd tensiunea electromotoare  $E$ .

În circuitul colectorului curentul debitat de sursă realizează: o cădere de tensiune pe dioda emitor-bază, o cădere de tensiune egală cu cea de polarizare inversă pe dioda bază-colector și o cădere pe rezistorul de sarcină

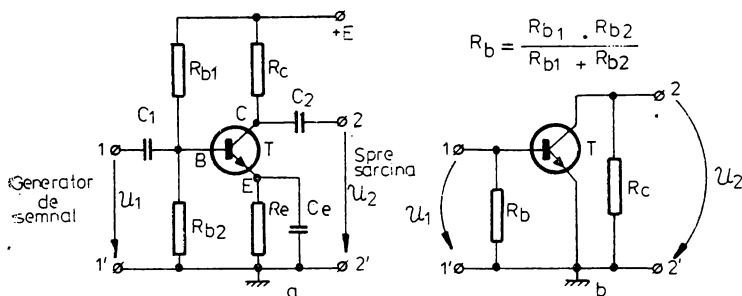


Fig. 2.6 a,b

$R_c$ . Deoarece tensiunea directă aplicată în felul acesta pe dioda emitor-bază nu este suficientă pentru stabilirea punctului de funcționare, pe dioda emitor-bază se aplică o tensiune mai mare cu ajutorul unui divizor de tensiune format din rezistorii  $R_{b1}$  și  $R_{b2}$ . Tensiunea sursei se împarte între acești doi rezistori și de la bornele rezistorului  $R_{b2}$  se culege tensiunea necesară pentru stabilirea unui punct de funcționare astfel încît tensiunea amplificată să nu apară deformată față de cea aplicată la intrare.

Bornele circuitului de intrare (circuitul bazei) sînt 1 și 1'. Condensatorul  $C_1$  lasă să treacă numai componentele alternative. Tensiunea amplificată se obține la bornele 2 și 2'. Condensatorul  $C_2$  lasă de asemenea să treacă numai componentele alternative. Condensatorul  $C_e$  are o capacitate suficient de mare pentru a constitui un scurtcircuit la toate frecvențele care prezintă interes.

Circuitul echivalent de curent alternativ pentru etajul prezentat este arătat în figura 2.6, b. Înglobînd, pentru simplitate,  $R_b$  în generator și  $R_c$  în sarcină se obține circuitul din figura 2.7.

În cele ce urmează vom considera cazul frecvențelor joase și vom folosi pentru tranzistorul considerat circuitul echivalent cu parametrii  $h$ . Parametrii hibridi  $h$  sînt preferați deoarece ei pot fi măsurați convenabil: se realizează ușor condiția de intrare în gol și de ieșire în scurtcircuit.

Ne propunem că stabilim în ce măsură etajul considerat se comportă ca un amplificator ideal de curent. Pentru aceasta vom înlocui tranzistorul cu circuitul său

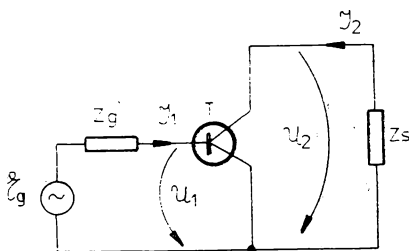


Fig. 2.7

echivalent neglijind efectul lui  $h_{12}$  (în acest caz amplificatorul devine unilateral), figura 2.8. Rezultă că dispare legătura dintre circuitul de ieșire și cel de intrare :

$$Z_{in} = U_1/I_1 = h_{11}, \text{ independent de } Z_s;$$

$$Z_{ies} = U_2/I_2 = 1/h_{22}, \text{ independent de } Z_g.$$

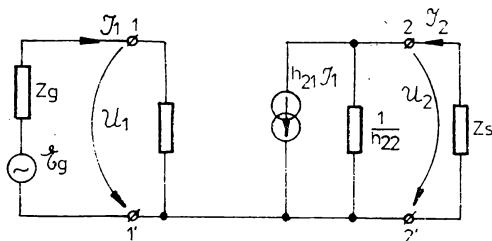


Fig. 2.8

Amplificările în curent sînt :

$$A_I = I_2/I_1 = h_{21}/(1 + h_{22}Z_s);$$

$$A_{I_g} = I_2/I_g = I_2/(\zeta_g/Z_s) = h_{21}Z_g(1 + h_{22}Z_s)(h_{11} + Z_g).$$

Dacă sînt îndeplinite condițiile :

$$Z_g = R_g \gg h_{11} = Z_{in} \text{ și } Z_s = R_s \ll 1/h_{22} = Z_{ies} \quad (2.15)$$

atunci amplificările devin  $A_I \approx A_{I_g} \approx h_{21}$ .

Rezultă că în situația în care inegalitățile (2.15) sînt indeplinite, etajul considerat se comportă ca un amplificator ideal de curent. Pentru tranzistoarele de mică putere  $h_{11}$  este de ordinul kilohmilor iar  $1/h_{22}$  de ordinul zecilor de kilohmi. În limite mai largi se poate considera că etajul de amplificare în conexiunea cu emitorul comun lucrează ca un amplificator ideal de curent cînd  $R_g$  este mare (de ordinul zecilor de k $\Omega$ ) iar  $R_e$  este suficient de mic (de cîțiva k $\Omega$ ). Se poate afirma că într-un lanț de etaje EC conectate în cascadă, un etaj intermediar oarecare se comportă ca un amplificator ideal de curent, cu amplificarea  $h_{21}$ .

#### 2.4. Calculul simplificat al polarizării etajului de amplificare în conexiunea cu emitorul comun

Să presupuenm că avem la dispoziție tranzistorul pnp cu germaniu avînd indicativul EFT 352. Cu ajutorul lui realizează montajul arătat în figura 2.6, *a*. Trebuie precizat că în cazul tranzistoarelor de tip pnp se schimbă polaritatea sursei de alimentare (se pune borna plus la masă).

În catalogul de dispozitive semiconductoare găsim pentru tranzistorul menționat următoarele date : intensitatea curentului de colector  $I_c = 1$  mA, tensiunea colector-emitor  $U_{CE} = 6V$  și factorul de amplificare în curent  $h_{21} = \beta = 50$ .

Tensiunea sursei de alimentare  $E$  trebuie să fie mai mare decît  $U_{CE}$ . Din șirul de valori uzuale pentru tensiunile surselor de alimentare (3V, 6V, 9V, 12V, 15V etc.) alegem valoarea  $E = 12V$ .

În majoritatea etajelor de amplificare, valoarea rezistorului  $R_e$ , din grupul de termostabilizare, este cuprinsă între 10  $\Omega$  și cîțiva kilohmi, fiind mai mare în cazul tranzistoarelor cu germaniu și mai mică în cazul celor cu siliciu. Alegem  $R_e = 2$  k $\Omega$ .

Deoarece intensitatea curentului de bază este foarte mică, putem considera că intensitățile curenților în rezistoarele  $R_{b1}$  și  $R_{b2}$  sînt egale :  $I_{D1} = I_{D2} = I_D$ . Practic,

este suficient ca  $I_D = (5 \div 10)I_B$  pentru a admite aproximația menționată. Să alegem  $I_D = 6 \cdot I_B$ .

Ținând seama de definiția factorului de amplificarea în curent în conexiunea cu emitorul comun ( $\beta = I_C/I_B$ ) putem scrie  $I_B = I_C/\beta$  și obținem  $I_D = 6 \cdot I_C/\beta = 6 \cdot 1\text{mA}/50 = 0,12\text{ mA}$ .

Întrucît între intensitățile  $I_E$ ,  $I_B$  și  $I_C$  există relația  $I_E = I_B + I_C$  iar pe de altă parte intensitatea  $I_B$  este foarte mică, putem admite că  $I_E = I_C$ .

Aplicînd teorema a doua a lui Kirchhoff pentru circuitul colectorului se poate scrie :

$$R_e I_C + U_{CE} + R_c I_C = E \quad (2.16)$$

de unde

$$R_c = (E - U_{CE})/I_C - R_e = (12\text{ V} - 6\text{ V})/10^{-3}\text{ A} - 2 \cdot 10^3 \Omega = 4\text{ k}\Omega.$$

Aceeași teoremă aplicată ochiului de rețea format din sursă, rezistorul  $R_e$ , dioda emitor-bază și rezistorul  $R_{b1}$ , ne permite să scriem :

$$R_e I_C + U_{BE} + R_{b1} I_D = E \quad (2.17)$$

de unde

$$\begin{aligned} R_{b1} &= (E - U_{BE} - R_e I_C)/I_D = \\ &= (12\text{ V} - 0,2\text{ V} - 2 \cdot 10^3 \cdot 10^{-3}\text{ V})/0,12 \cdot 10^{-3}\text{ A} \approx 82\text{ k}\Omega. \end{aligned}$$

(S-a avut în vedere că dioda emitor-bază fiind polarizată direct, tensiunea  $U_{BE}$  existentă la bornele ei este de aproximativ 0,2V pentru tarzistoarele cu germaniu — cazul de față — și 0,7V pentru cele cu siliciu).

Calculul valorii rezistorului  $R_{b2}$  se face folosind tot teorema a doua a lui Kirchhoff însă pentru ochiul de rețea format din rezistoarele  $R_{b2}$ ,  $R_e$  și dioda emitor-bază :

$$I_D R_{b2} = R_e I_C + U_{BE} \quad (2.18)$$

de unde

$$\begin{aligned} R_{b2} &= (R_e I_C + U_{BE})/I_D = (2 \cdot 10^3 \Omega \cdot 10^{-3}\text{ A} + \\ &+ 0,2\text{ V})/0,12 \cdot 10^{-3}\text{ A} \approx 18\text{ k}\Omega. \end{aligned}$$

În situația în care valoarea rezistorului de sarcină este impusă, relația (2.16) va permite calculul valorii rezistorului  $R_e$  existent în grupul de termostabilizare.

În mod obișnuit condensatoarele de cuplaj au capacitatea mai mare de  $5\mu\text{F}$ . Să alegem pentru montajul de față  $C_1 = C_2 = 10\mu\text{F}$ .

Cu elementele de circuit menționate (deci în absența condensatorului  $C_e$  din grupul de termostabilizare) rezultatele obținute, pentru un semnal sinusoidal cu frecvența  $f_s = 1\text{ kHz}$  aplicat la intrare, sînt următoarele:  $U_{1(\min)} = 0,05\text{V}$ ;  $U_{2(\min)} = 0,125\text{V}$  și  $U_{1(\max)} = 1,6\text{V}$ ;  $U_{2(\max)} = 4\text{V}$  ceea ce înseamnă o amplificare în tensiune  $A_U = 2,5$ . Se observă că există un interval de tensiune ( $0,05\text{V} + 1,6\text{V}$ ) pentru semnalul aplicat la intrare, interval pentru care semnalul de ieșire este amplificat și nedistorsionat.

Condensatorul  $C_e$  are, în general, valori mai mari decît  $10\mu\text{F}$ . Folosind un condensator  $C_e = 50\mu\text{F}$  rezultatele obținute se modifică astfel:  $U_1 = 0,02\text{V}$ ;  $U_2 = 0,5\text{V}$ , deci amplificarea în tensiune devine  $A_U = 25$ . Se constată că prezența condensatorului  $C_e$  în montaj determină creștere substanțială a amplificării în tensiune (în cazul de față cu un ordin de mărime. Fără îndoială, această creștere prezintă un avantaj important. Pe de altă parte, prezența condensatorului  $C_e$  determină micșorarea sau chiar dispariția intervalului de tensiuni pentru semnalul aplicat la intrare (aplicînd la intrare un semnal cu o amplitudine mai mare de  $0,02\text{V}$ , semnalul de ieșire este distorsionat), ceea ce limitează domeniul de utilizare a etajului amplificator. Mărind capacitatea condensatorului  $C_e$ , va crește și amplificarea în tensiune. Astfel, pentru  $C_e = 100\mu\text{F}$ ;  $U_1 = 0,01\text{V}$ ;  $U_2 = 0,3\text{V}$  deci  $A_U = 30$ . În funcție de scopul urmărit și de amplitudinea semnalului care trebuie amplificat, constructorul va hotărî punerea în montaj a condensatorului  $C_e$  și valoarea acestuia.



## Circuite basculante astabile

Circuitul basculant este un circuit electronic ale cărui elemente se află în două stări distincte, putând trece, în anumite condiții, dintr-o stare în alta. După numărul de stări stabile, circuitele basculante se clasifică în trei tipuri principale;

- circuite basculante bistabile (CBB);
- circuite basculante monostabile (univibratoare) (CBM);
- circuite basculante astabile (multivibratoare) (CBA).

Circuitul basculant bistabil are două stări stabile, trecerea dintr-o stare în alta fiind determinată de un impuls exterior. În schema din figura 3.1 unul din tranzistoare

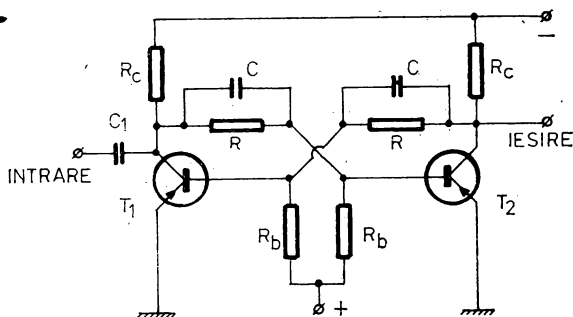


Fig. 3.1

conduce iar celălalt este blocat. La aplicarea unui impuls pozitiv în colectorul tranzistorului blocat, impuls ce se transmite pe baza tranzistorului care conduce, acesta se va bloca, determinând trecerea în starea de conducție a celuilalt tranzistor. Pentru revenirea în starea inițială

este necesară aplicarea unui alt impuls pozitiv în colectorul celuilalt tranzistor, impuls care se transmite pe baza tranzistorului care conduce în acest moment. Dacă se aplică o succesiune de impulsuri în colectoarele ambelor tranzistoare, se va obține la ieșire o undă dreptunghiulară având ca frecvență jumătate din frecvența impulsurilor aplicate la intrare. În acest mod se obține un divizor cu doi al frecvenței de intrare.

Circuitul basculant monostabil are o stare stabilă preferențială și o stare instabilă, determinată de aplicarea unui impuls exterior și care durează un interval de timp determinat de elementele circuitului. Astfel, circuitul basculant monostabil din figura 3.2 trece în starea instabilă la aplicarea unui impuls pozitiv în colectorul tranzistoru-

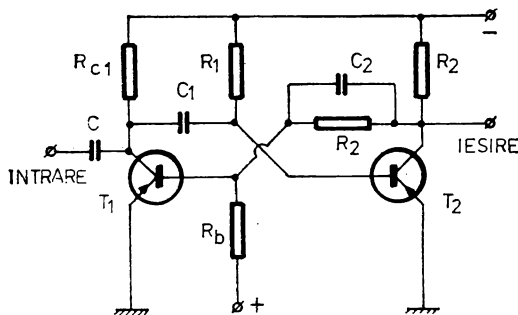


Fig. 3.2

lui  $T_2$ , determinând blocarea acestuia și trecerea în stare de conducție a tranzistorului  $T_1$ . Timpul după care circuitul revine în starea inițială stabilă determină durata impulsului obținut la ieșire și depinde de constanta de timp de încărcare a condensatorului  $C_1$ .

Circuitul basculant astabil, figura 3.3, se caracterizează prin existența a două stări cvasistabile, elementele sale trecând în permanență dintr-o stare în alta, fără aplicarea unui impuls din exterior. Perioada oscilațiilor generate la ieșire reprezintă suma intervalelor de timp corespunzătoare celor două stări cvasistabile.

Pentru a ușura înțelegerea funcționării acestor circuite și în mod deosebit a CBA vom prezenta pe scurt comportarea dispozitivelor semiconductoare la semnale mari, în regim de comutație.

Prin regim de comutație a unui element electronic se înțelege regimul de trecere de la o stare în care elementul este blocat la o stare în care elementul este în plină conducție și invers. Rezistența comutatorului trebuie să fie mare în stare de blocare și mică în stare de conducție.

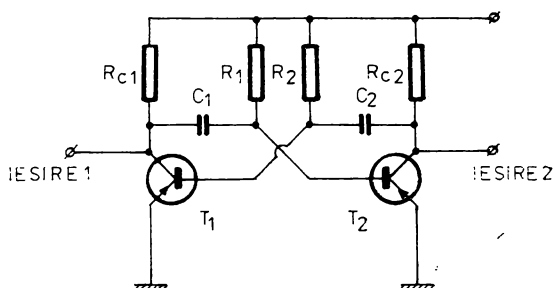


Fig. 3.3

### 3.1. Comutatorul ideal

Comutatorul ideal este caracterizat printr-o rezistență infinită în stare de blocare (comutator deschis) și nulă în stare de conducție (comutator închis). Comutatorul ideal nu conține elemente reactive.

În figura 3.4, *a* este arătată schema de conectare a comutatorului ideal, iar în figura 3.4, *b* este reprezentată dreapta care exprimă dependența dintre intensitatea curentului electric ce trece prin comutator și tensiunea la bornele lui (dreapta de sarcină).

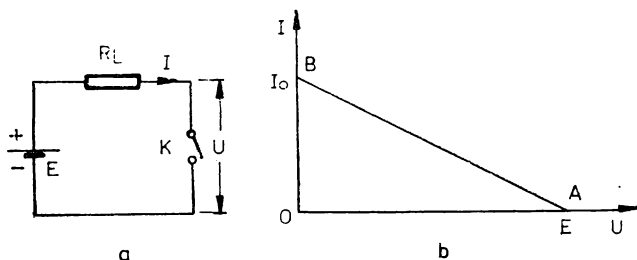


Fig. 3.4

În stare de blocare intensitatea curentului electric prin rezistorul de sarcină  $R_L$  și comutator este zero, tensiunea la bornele comutatorului este maximă (egală cu tensiunea electromotoare a sursei  $E$ ) iar tensiunea la bornele sarcinii este zero (punctul  $A$ ).

În stare de conducție intensitatea curentului electric prin sarcină și comutator este maximă ( $I_0$ ), tensiunea la bornele comutatorului este nulă iar tensiunea la bornele sarcinii este  $E$ , (punctul  $B$ ).

Trecerea de la starea de blocare la starea de conducție (adică de la  $A$  la  $B$ ) se numește *comutație directă* iar trecerea de la starea de conducție la starea de blocare (adică de la  $B$  la  $A$ ) se numește *comutație inversă*; aceste treceri se fac în lungul dreptei de sarcină  $AB$ .

## 3.2. Comutatorul real

Comutatorul real este caracterizat printr-o rezistență finită atât în sens direct ( $r_C$ ) cât și în sens invers ( $r_B$ ), precum și printr-o capacitate parazită ( $C_P$ ), (figura 3.5,  $a$  în care prin  $K$  s-a notat comutatorul ideal, iar prin  $K_r$  — comutatorul real).

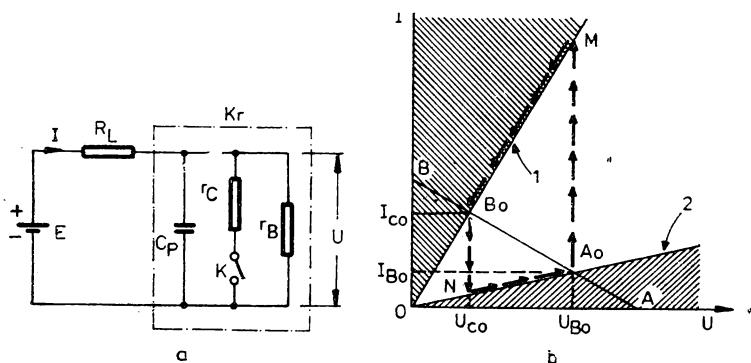


Fig. 3.5

Deoarece  $r_C \ll r_B$ , caracteristica comutatorului în stare de conducție (dreapta 1 din figura 3.5,  $b$ ) este dată de relația  $I = U/r_C$  iar intensitatea curentului electric prin

comutator și tensiunea la bornele sale (în regim staționar) sînt :

$$I_{C0} = E/(r_C + R_L); \quad U_{C0} = r_C E/(r_C + R_L). \quad (3.1)$$

Caracteristica comutatorului în stare de blocare (dreapta 2 din figura 3.5, *b*) este dată de relația  $I = U/r_B$  iar intensitatea curentului electric prin comutator și tensiunea la bornele sale (în regim staționar) sînt :

$$I_{B0} = E/(r_B + R_L); \quad U_{B0} = r_B E/(r_B + R_L). \quad (2.2)$$

În situația în care comutatorul nu ar avea capacitatea  $C_P$ , trecerea de la o stare la alta s-ar face în lungul segmentului de dreaptă  $A_0B_0$ . În prezența capacității  $C_P$ , trecerea de la starea de blocare la starea de conducție (comutație directă) se face după traiectoria  $A_0MB_0$  iar trecerea inversă (comutație inversă) după traiectoria  $B_0NA_0$ . Explicația constă în faptul că, în timp ce intensitatea curentului electric prin comutator crește sau scade brusc, tensiunea la bornele comutatorului nu-și poate schimba instantaneu valoarea din cauza capacității parazite  $C_P$ .

### 3.3. Dioda semiconductoare în regim de comutație

În figura 3.6 este reprezentată caracteristica curent-tensiune a unei diode semiconductoare. Se observă că pentru tensiuni inverse (anodul polarizat negativ în raport cu catodul) valoarea intensității curentului care circulă prin diodă este foarte mică ( $I_0$ ). Acest curent a fost numit curent invers al diodei.

În sens direct intensitatea curentului electric prin diodă variază după o lege exponențială în funcție de tensiunea aplicată. Căderea de tensiune directă în cazul diodelor semiconductoare variază de la zecimi de volt pînă la cîțiva volți.

Se constată că dioda prezintă în sens direct o rezistență statică mică iar în sens invers o rezistență statică mare, comportarea ei fiind foarte apropiată de cea a unui comutator ideal.

Diodele cu germaniu prezintă la temperatura de 25°C un curent invers de ordinul microamperilor care se dublează la fiecare creștere a temperaturii cu 10°C. Diodele cu siliciu

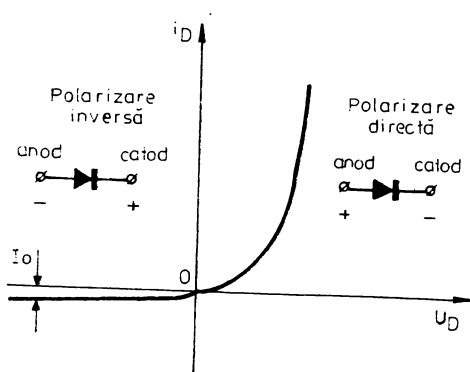


Fig. 3.6

au un curent invers considerabil mai mic dar care se dublează la fiecare creștere a temperaturii cu aproximativ 8°C.

Parametrii descriși mai înainte caracterizează comportarea statică a diodelor semiconductoare. În schemele de comutație interesează în mod deosebit timpii necesari aducerii diodelor din stare de conducție în stare de blocare și invers, numiți timpul de comutare inversă  $t_{inv}$  și timpul de comutare directă  $t_d$ .

În figura 3.7 se reprezintă variația parametrilor unei diode în timpul procesului de comutație.

Timpul de comutare inversă  $t_{inv}$  se compune din timpul de revenire  $t_{rev}$ , în care are loc eliminarea purtătorilor minoritari din regiunile neutre ale joncțiunii și timpul de cădere  $t_c$ , comparabil cu timpul de comutare directă și mult mai mic decât  $t_{rev}$ .

Timpii de comutare directă și de cădere ( $t_d$  și  $t_c$ ) sînt de ordinul zecilor de nanosecunde și în mod obișnuit nu sînt indicați în cataloage, în schimb timpul de revenire ( $t_{rev}$ ) este mult mai mare (la diodele cu germaniu are

valori cuprinse între  $0,1 \mu\text{s}$  și  $50 \mu\text{s}$ ) fiind dat în cataloage cu precizarea valorilor curenților de comutare inversă. Prin mărirea curentului de comutare inversă, timpul de

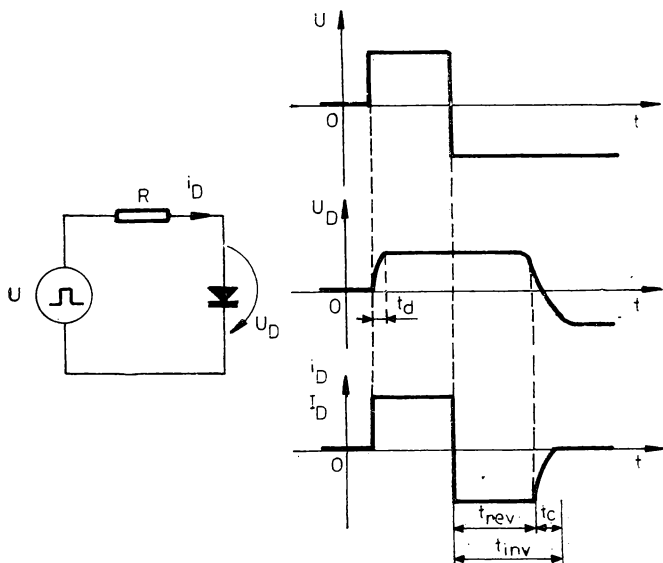


Fig. 3.7

revenire poate fi micșorat, micșorîndu-se astfel timpul de comutare inversă.

### 3.4. Tranzistorul bipolar în regim de comutație

În circuitele electronice se folosesc mai multe tipuri de comutatoare (întrerupătoare) și anume : *a*) comutatoare manuale ; *b*) relee ; *c*) comutatoare electronice.

Primele două tipuri au următoarele caracteristici : tensiunea pe comutatorul închis este de ordinul milivolților iar rezistența electrică a comutatorului deschis este de ordinul megaohmilor.

Comutatoarele electronice (cum ar fi cele folosind tranzistoare bipolare) sînt inferioare din acest punct de vedere : tensiunea pe comutatorul închis este mai mare

iar rezistența comutatorului deschis este mai mică. Comutatoarele electronice au însă avantaje majore: viteza mare de acționare (timpi de acționare de la microsecunde la zeci de picosecunde) și lipsa părților mobile.

În funcție de tensiunile aplicate unui tranzistor bipolar se deosebesc patru regiuni de funcționare:

1. funcționarea în regiunea activă normală, în care joncțiunea emitorului este polarizată în sens direct iar cea a colectorului în sens invers;

2. funcționarea în regiunea de blocare, în care ambele joncțiuni sînt polarizate în sens invers;

3. funcționarea în regiunea de saturație, în care ambele joncțiuni sînt polarizate în sens direct;

4. funcționarea în regiunea activă inversă, în care joncțiunea emitorului este polarizată în sens invers iar cea a colectorului în sens direct.

În regiunea de blocare curenții prin tranzistor sînt foarte mici. Dacă se face raportul dintre tensiunea pe tranzistor (tensiunea emitor-colector) și curentul care-l străbate, atunci se constată că rezistența tranzistorului este foarte mare. În starea de blocare tranzistorul se comportă ca un întrerupător deschis, figura 3.8.

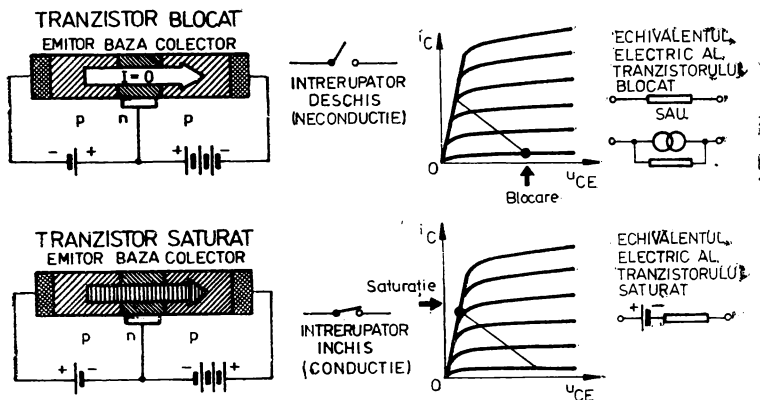


Fig. 3.8

În regiunea de saturație curenții prin tranzistor sînt mari iar tensiunea la bornele lui (tensiunea emitor-colector) este foarte mică. Dacă se face raportul dintre tensiunea pe tranzistor și intensitatea curentului care trece



prin el, atunci se constată că rezistența tranzistorului este foarte mică. În starea de saturație tranzistorul se comportă ca un întrerupător închis.

### 3.4.1. Starea de blocare

Tranzistorul este blocat când ambele joncțiuni sînt polarizate în sens invers, intensitatea curentului de colector avînd în acest caz o valoare foarte mică ( $I_{CBO}$ ). În conexiunea emitor-comun (figura 3.9, *a*) tranzistoarele cu germaniu nu pot fi blocate prin anularea curentului de bază, deoarece  $I_{CEO} = (\beta_0 + 1) I_{CBO}$  este mare (punctul  $A'$  din figura 3.9, *b*), unde  $\beta_0 = I_C/I_B$ . Din această cauză, în starea blocată, la tranzistoarele cu germaniu se aplică o tensiune de polarizare inversă pe joncțiunea emitorului, punctul reprezentativ al stării blocate fiind  $A$ . La tranzistoarele cu siliciu, punctele  $A$  și  $A'$  practic coincid și se situează aproximativ pe axa  $u_{CE}$  încît blocarea tranzistorului se poate face numai prin întreruperea curentului de bază.

### 3.4.2. Starea de conducție

Starea de conducție a tranzistorului se alege de regulă în regiunea de saturație sau la limita dintre regiunea activă și regiunea de saturație (punctul  $B$  din figura 3.9, *b*). La intrarea în saturație, tensiunea  $u_{CE}$  are valori cuprinse în intervalul 0—0,5 V, valori care pot fi neglijate față de

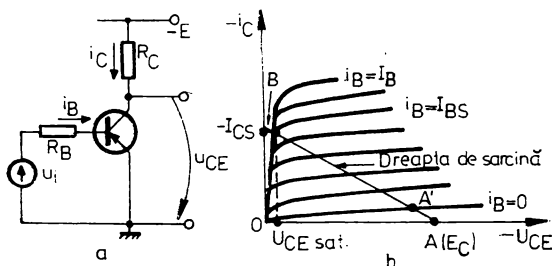


Fig. 3.9

tensiunea de alimentare  $E$ . În consecință valoarea intensității curentului de colector la saturație este :

$$I_{CS} = (E - U_{CEsat})/R_C \cong E/R_C.$$

La limita dintre regiunea activă normală și regiunea de saturație (cînd  $u_{CB} = 0$ ), acestui curent de colector îi corespunde curentul de bază de saturație avînd intensitatea :

$$I_{BS} = I_{CS}/\beta_0 \cong E/\beta_0 R_C.$$

Oricît de mult se mărește în continuare curentul de bază peste valoarea  $I_{BS}$ , curentul de colector rămîne constant (la valoarea  $I_{CS}$ ). Din această cauză în regiunea de saturație este satisfăcută inegalitatea :

$$|I_C| < \beta_0 |I_B|.$$

### 3.4.3. Definirea timpilor de comutație

Vom urmări calitativ procesele fizice din tranzistorul pnp la comutația din starea blocată în starea de conducție și invers, figura 3.10. Pînă în momentul  $t_0$  presupunem că tranzistorul era blocat ( $I_B \cong 0$  și  $I_C \cong 0$ ). În acest moment, tensiunea la intrare își schimbă prin salt valoarea, de la  $E_2 > 0$  la  $E_1 < 0$ . Curentul de bază variază și el aproape în salt de la zero la  $I_{B1} = E_1/R_B$ . Curentul de colector nu începe să crească imediat. Este necesar un timp pentru ca purtătorii injectați de emitor în bază să ajungă la colector. Intervalul de timp scurs de la aplicarea comenzii de comutație pînă la momentul cînd curentul de colector începe să crească definește timpul de întârziere  $t_d$ .

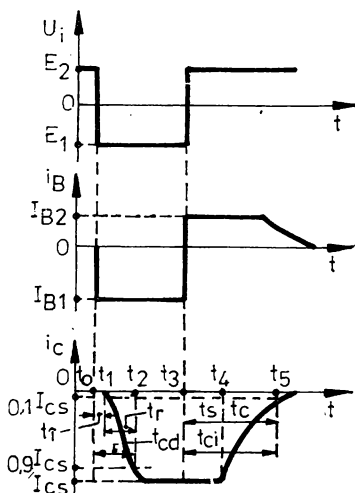


Fig. 3.10

După ce tranzistorul intră în regiunea activă (momentul  $t_1$ ) intensitatea curentului de colector nu crește brusc la valoarea  $I_{CS}$ . Se definește timpul de creștere ( $t_r$ ) ca intervalul de timp în care valoarea curentului de colector crește de la zero la 0,9 din valoarea finală.

Timpul de comutație directă ( $t_{cd}$ ) se definește ca intervalul de timp scurs de la aplicarea comenzii de comutație pînă la momentul cînd curentul de colector ajunge la 0,9 din valoarea finală :

$$t_{cd} = t_i + t_r.$$

În continuare tranzistorul rămîne în starea de conducție cît timp tensiunea la intrare se menține constantă.

Presupunem acum că la momentul  $t_3$  tensiunea la intrare variază brusc la valoarea  $E_2$ , care polarizează invers joncțiunea emitorului. Curentul de bază își schimbă brusc sensul, luînd valoarea  $I_{B2} = E_2/R_B$ . Curentul de colector nu tinde imediat către zero. Acest fenomen se explică prin aceea că la saturație se acumulează în regiunea bazei un surplus de sarcină electrică. La comutație inversă, curentul de colector rămîne constant pînă se evacuează acest surplus de sarcină stocată în regiunea bazei. Intervalul de timp  $t_s$  scurs de la aplicarea comenzii de comutație inversă pînă în momentul  $t_4$  cînd curentul de colector începe să scadă se numește timp de stocare.

După ce tranzistorul iese din saturație, punctul reprezentativ se deplasează pe dreapta de sarcină spre starea de blocare (de la  $B$  la  $A$  în figura 3.9,  $b$ ). Se definește timpul de cădere  $t_c$  ca intervalul de timp în care curentul de colector scade de la  $I_{CS}$  la  $0,1 \cdot I_{CS}$ .

Timpul de comutație inversă ( $t_{ci}$ ) este intervalul de timp scurs de la aplicarea comenzii de comutație inversă pînă la momentul în care curentul de colector scade la 0,1 din valoarea inițială :

$$t_{ci} = t_s + t_c.$$

Timpul de comutație directă, ca și timpul de comutație inversă, sînt cu atît mai mici cu cît frecvența limită a tranzistorului este mai mare.

În general, sarcina acumulată în bază este o mărime esențială pentru caracterizarea funcționării tranzistorului în regim de comutație.

### 3.5. Circuitul basculant astabil cu cuplaj colector-bază

Circuitul basculant astabil se caracterizează prin existența a două stări cvasistabile; în fiecare din aceste stări el se poate menține un interval de timp determinat de valorile elementelor de circuit, după care are loc schimbarea stării fără comandă din exterior, generând astfel semnale periodice în timp. Acest circuit face parte din categoria oscilatoarelor de relaxare și este utilizat frecvent ca generator de impulsuri dreptunghiulare.

Circuitul basculant astabil (CBA) poate fi realizat după o schemă simetrică cu cuplaj colector-bază fie după o schemă asimetrică cu cuplaj pe emitor. Întrucât în schemele comutatoarelor electronice prezentate în capitolul 4 se utilizează prima variantă menționată, vom descrie în continuare numai funcționarea acesteia.

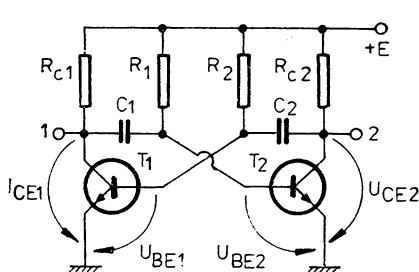


Fig. 3.11

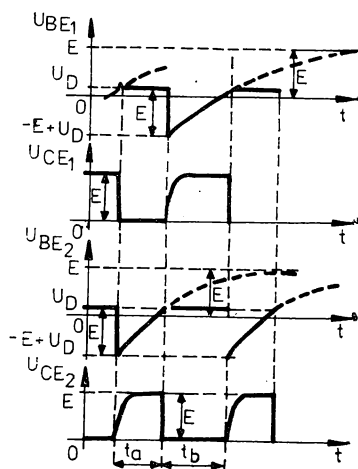


Fig. 3.12

Schema de principiu a unui CBA simetric cu cuplaj colector-bază este arătată în figura 3.11 iar legile de variație în timp ale tensiunilor bază-emitor ( $U_{BE}$ ) și colector-emitor ( $U_{CE}$ ) pentru tranzistoarele  $T_1$  și  $T_2$  sînt reprezentate în figura 3.12.

Să considerăm că în intervalul de timp  $t_a$ , tranzistorul  $T_1$  este saturat, potențialul colectorului său fiind apropiat de zero, iar tranzistorul  $T_2$  este blocat întrucât joncțiunea bază-emitor a acestuia este polarizată invers de tensiunea existentă la bornele condensatorului  $C_1$ . Încărcarea condensatorului  $C_1$  de la o valoare inițială negativă spre tensiunea pozitivă de alimentare se face prin tranzistorul  $T_1$  (saturat) și rezistorul  $R_1$ .

În momentul în care valoarea tensiunii pe condensatorul  $C_1$  devine egală cu valoarea tensiunii de deschidere ( $U_D$ ) a joncțiunii bază-emitor (0,1 V — 0,2 V pentru tranzistoarele cu germaniu; 0,5 V — 0,7 V pentru cele cu siliciu), tranzistorul  $T_2$  se deschide. Variația negativă de tensiune din colectorul tranzistorului  $T_2$  se transmite prin condensatorul  $C_2$  pe baza tranzistorului  $T_1$  și acesta iese din saturație. Are loc un proces în avalanșă în urma căruia tranzistorul  $T_1$  se blochează iar tranzistorul  $T_2$  intră în saturație.

În intervalul de timp  $t_a$ , condensatorul  $C_2$  se încarcă la o valoare apropiată de valoarea tensiunii de alimentare prin rezistorul  $R_{C2}$  și prin joncțiunea bază-emitor a tranzistorului  $T_1$  saturat; această valoare reprezintă condiția inițială pentru regimul tranzistoriu din intervalul de timp  $t_b$ .

Valorile intervalelor de timp  $t_a$  și  $t_b$  pot fi calculate cu relațiile :

$$t_a = C_1 R_1 \ln(2E - U_D)/(E - U_D) ;$$

$$t_b = C_2 R_2 \ln(2E - U_D)/(E - U_D).$$

Perioada impulsurilor generate este egală cu suma intervalelor de timp  $t_a$  și  $t_b$  :

$$T = t_a + t_b \approx 0,693 (C_1 R_1 + C_2 R_2)$$

iar frecvența de oscilație este dată de relația

$$f = 1/T.$$

În cazul unui montaj simetric ( $R_1 = R_2 = R$  și  $C_1 = C_2 = C$ ), se poate scrie :

$$f \cong 1/1,38 \times RC.$$

Imediat după basculare, pe joncțiunea bază-emitor a tranzistorului care se blochează se aplică o tensiune

inversă de valoare egală cu tensiunea de alimentare. La alegerea tensiunii de alimentare și a tranzistoarelor folosite trebuie să se țină seama de acest lucru pentru a nu depăși tensiunea inversă maximă admisă a joncțiunii bază-emitor.

Limitarea valorii tensiunii inverse pe bază se poate obține prin introducerea în serie cu circuitul de bază a unei diode, care având rezistența inversă mult mai mare decât  $R'$ , respectiv  $R''$ , preia tensiunea inversă așa cum se arată în figura 3.13.

Rezistoarele  $R'$  și  $R''$  servesc pentru fixarea tensiunilor pe baze la o astfel de valoare încât aceste tensiuni să nu

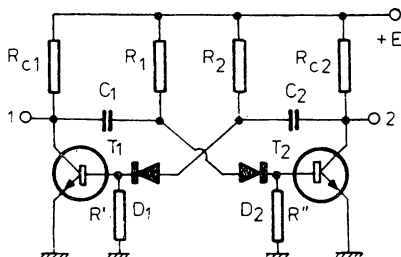


Fig. 3.13

fie influențate de dispersia curenților inversi ai tranzistoarelor și diodelor.

În timpul conducției tranzistoarelor, rezistoarele  $R'$  și  $R''$  nu afectează funcționarea schemei deoarece sînt conectate în paralel cu rezistența de intrare relativ mică a tranzistoarelor.

### 3.6. Calculul simplificat al unui multivibrator cu tranzistoare

Să presupunem că multivibratorul care dorim să-l construim trebuie să producă impulsuri dreptunghiulare cu o frecvență  $f = 2 \text{ kHz}$  și o amplitudine  $U = 5 \text{ V}$ . Vom folosi schema prezentată în figura 3.11 în care  $R_{c1} = R_{c2} = R_c$ ,  $R_1 = R_2 = R_B$  și  $C_1 = C_2 = C$ . Tensiunea sursei de alimentare se alege de aproximativ 1,2 ori mai mare decât  $U$ , deci  $E = 1,2 U = 6 \text{ V}$ . Cele două tranzis-

toare  $T_1$  și  $T_2$  sînt indentice și trebuie să aibă  $U_{Cmax} > 2E$  iar frecvența de tăiere  $f_T > 15 f = 15 \cdot 2 \text{ kHz} = 30 \text{ kHz}$ ; alegem aceste tranzistoare de tipul BC 171 pentru care  $U_{Cmax} = 45\text{V} > 6\text{V}$ ,  $I_{Cmax} = 100\text{mA}$ ,  $f_T = 300\text{MHz} \gg 30\text{kHz}$  și  $\beta = 150$  (acest parametru a fost măsurat).

Valorile componentelor pasive utilizate în montaj se calculează cu relațiile :

$$R_C = E/(0,5 \cdot I_{Cmax}), R_E = \beta \cdot R_C \text{ și } C = 0,7/(R_E \cdot f).$$

Folosind aceste relații obținem pentru cazul considerat :

$$\cdot R_C = 6\text{V}/(0,5 \cdot 0,1\text{A}) = 120 \ \Omega ;$$

$$R_E = 150 \cdot 120 \ \Omega = 18 \text{ k}\Omega ;$$

$$C = 0,7/(18000 \ \Omega \cdot 2000\text{Hz}) \approx 20 \text{ nF}.$$

Acest calcul a fost folosit pentru proiectarea circuitelor basculante astabile cu rezultate deosebit de bune : valorile obținute pentru  $f$  și  $U$  fiind foarte apropiate de cele dorite.

### 3.7. Multivibratoare cu circuite integrate

Dezvoltarea actuală a electronicii este net dominată de utilizarea circuitelor integrate. Acestea sînt circuite electronice complexe realizate pe o plăcuță mică de siliciu, numită cip. Un cip obișnuit are o suprafață de aproximativ  $1,5 \text{ mm}^2$  și o grosime de  $0,2 \text{ mm}$ ; el poate să conțină în jur de 100 componente (tranzistoare, diode, rezistoare și condensatoare de mică valoare).

Circuitele integrate (CI) pot fi clasificate, din punct de vedere funcțional, în două mari categorii : CI liniare (sau analogice) și CI digitale (adică numerice sau logice).

Circuitele integrate liniare prelucrează sau generează semnale cu variație continuă; ca exemple menționăm amplificatoarele, modulatorile și generatoarele de semnal sinusoidal.

Circuitele integrate digitale prelucrează informația numerică, lucrînd, de regulă, în sistemul binar. Acesta este un sistem de calcul matematic avînd baza de numărare 2. În acest sistem există numai două cifre : 0 și 1. Orice

număr zecimal poate fi exprimat în formă binară echivalentă. Circuitele digitale realizează sau funcții logice sau funcția de memorare. Funcțiile logice pot fi de două sau mai multe argumente, de exemplu disjuncția — celula logică SAU (sau OR), conjuncția — celula logică SI (sau AND), inversia — celula logică NU (sau NOT) și altele. Se poate arăta că cele trei funcții menționate pot fi la rândul lor exprimate în funcție de una singură. Există două funcții care se bucură de această proprietate : a) funcția SAU—NU ( $\text{NOT—OR} \rightarrow \text{NOR}$ ) și b) funcția SI—NU ( $\text{NOT—AND} \rightarrow \text{NAND}$ ).

Cînd un montaj se folosește în circuitele logice, starea ieșirii în condiție de saturație se numește nivel zero logic notat cu **0**, iar starea ieșirii în condiție de blocare se numește nivel unu logic notat cu **1**. Precizăm că nivelul **0** logic corespunde unui potențial cuprins între 0 și 1V, iar nivelul **1** logic corespunde unui potențial cuprins între 3V și 5V. De observat că există un „spațiu de siguranță” (de la 1V la 3V) între cele două plaje de valori. În „logica pozitivă” tensiunea 1 logică este mai pozitivă decît tensiunea 0 logică. În „logica negativă” tensiunea 1 logică este mai negativă decît tensiunea 0 logică. În cele ce urmează vom folosi numai logica pozitivă.

Deoarece unele montaje de comutatoare electronice prezentate în capitolul 4 conțin porți logice NAND vom descrie în continuare două tipuri existente : poarta NAND tip DTL (logica este realizată cu diodă și tranzistor) și poarta NAND tip TTL (logica este realizată cu două tranzistoare). Menționăm că aceste circuite integrate au o alimentare de 5V<sub>cc</sub>.

La o poartă NAND—DTL deciziile logice se realizează cu ajutorul unui grup de diode la intrare, ieșirea diodelor alimentînd un etaj inversor cu un tranzistor pentru a stabili nivelele de tensiune 1 logică și 0 logică la ieșire. Configurația circuitului de bază este reprezentat în figura 3.14. Cînd la intrarea „a” există un nivel 1 logic ( $U_{in} \approx E$ ) atunci dioda  $D_1$  este polarizată invers și nu va conduce. Ca urmare între punctul  $M$  și masă tensiunea va fi  $U_M \approx E$  iar dioda  $D_2$  va fi polarizată direct; prin diodă circulează un curent care comandă tranzistorul  $T$  să funcționeze la saturație. Rezultă că rezistența emitor-colector ( $R_{EC}$ ) este aproximativ zero și deci  $U_{ieș} \approx 0$ , adică la



ieșire există nivel 0 logic. Când la intrarea „a” există un nivel 0 logic ( $U_{in} \approx 0$ ) atunci dioda  $D_1$ , fiind scurtcircuitată la masă (deci polarizată direct), va conduce. Ca urmare  $U_M \approx 0$ . Această tensiune nu este suficientă pentru a deschide dioda  $D_2$  și tranzistorul  $T$ . Rezultă că tranzistorul  $T$  este blocat, deci  $R_{EC} \rightarrow \infty$  și  $U_{ies} \approx E$ ,

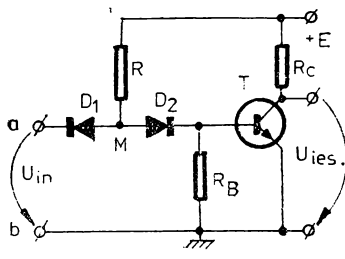


Fig. 3.14

adică la ieșire există nivel 1 logic. Putem afirma că poarta NAND funcționează ca inversor, adică existind nivel 1 logic la intrare va decide nivel 0 logic la ieșire și invers.

În figura 3.15 este arătată configurația circuitului de bază al porții NAND—TTL. Joncțiunea emitor-bază a tranzistorului  $T'$  are rolul diodei  $D_1$  iar joncțiunea bază-colector a aceluiași tranzistor are rolul diodei  $D_2$ . Funcțio-

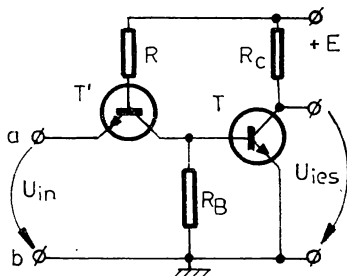


Fig. 3.15

narea porții TTL este similară cu cea a porții DTL. Montajul prezintă avantaje din punct de vedere tehnologic.

Cele două porți NAND prezentate au o singură intrare notată cu „a”. În practică sînt întrebuințate astfel de porți cu două sau mai multe intrări. În fgiurile 3,16, a

și 3.16, *b* sînt arătate porțile NAND—DTL și NAND—TTL cu două intrări notate cu „*a*” și „*b*”.

Tabelul în care sînt trecute toate combinațiile posibile ale stărilor intrărilor unei porți logice și starea de ieșire

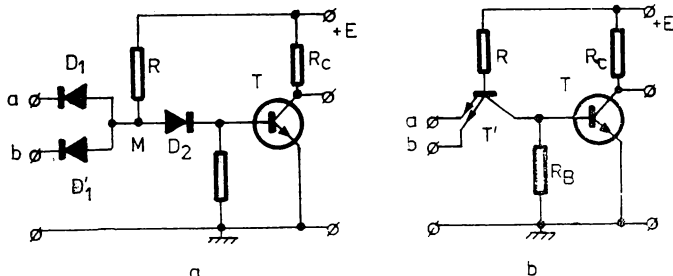


Fig. 3.16

corespunzătoare fiecărei combinații, se numește tabel de adevăr al porții. Pentru porțile NAND prezentate în figura 3.16, tabelul de adevăr este arătat în figura 3.17. Se observă că în situația în care cele două intrări au nivelul 0 logic, poarta va decide la ieșire nivelul 1 logic. Dacă

INTRARE		IEȘIRE
<i>a</i>	<i>b</i>	
0	0	1
0	1	1
1	0	1
1	1	0

Fig. 3.17

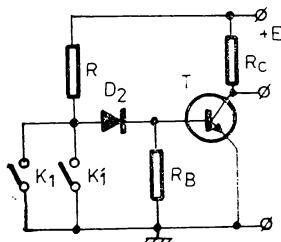


Fig. 3.18

una din intrări are nivelul 1 logic și cealaltă are nivelul 0 logic atunci dioda corespunzătoare nivelului 1 logic este polarizată invers și deci nu va conduce. Totuși tensiunea  $U_M$  este aproximativ zero datorită celeilalte diode; ca urmare poarta va decide tot nivelul 1 logic la ieșire. Dacă amîndouă intrările au nivel 1 logic cele două diode de la intrare  $D_1$  și  $D'_1$  sînt polarizate invers și nu permit trecerea curentului electric. Tensiunea  $U_M$  devine aproximativ  $E$  și poarta va decide nivel 0 logic la ieșire. Putem compara diodele  $D_1$  și  $D'_1$  cu două întrerupătoare  $K_1$  și  $K'_1$ , figura 3.18. Pentru combinațiile de intrare ( $K_1$  închis,

$K'_1$  închis) sau ( $K_1$  închis,  $K'_1$  deschis) sau ( $K_1$  deschis,  $K'_1$  închis), tensiunea  $U_M$  este zero iar tranzistorul  $T$  va fi blocat (nivel 1 logic la ieșire). Numai pentru combinația ( $K_1$  deschis,  $K'_1$  deschis) tensiunea  $U_M$  va fi aproximativ egală cu  $E$  iar tranzistorul  $T$  va fi saturat (nivel 0 logic la ieșire).

Semnul convențional pentru o poartă NAND cu două intrări este arătat în figura 3.19.a. Circuitul integrat CDB 400 (produs al I.P.R.S. Băneasa) conține patru porți NAND cu două intrări și este prezentat în figura 3.19, b.

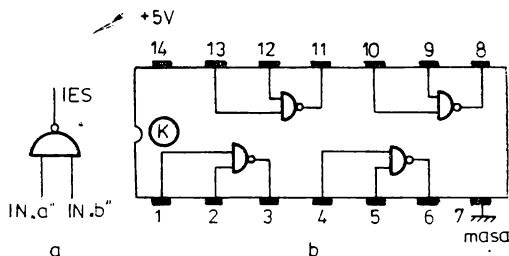


Fig. 3.19

Folosind două porți NAND—DTL sau TTL putem construi foarte ușor un circuit basculant astabil, figura 3.20. Acesta funcționează ca un multivibrator cu două tranzistoare în care rolul celor două tranzistoare este preluat de porțile NAND. De observat că montajul nece-

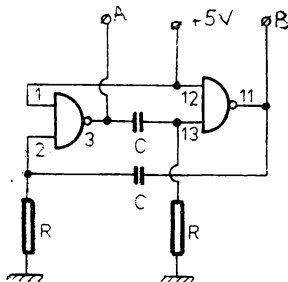


Fig. 3.20

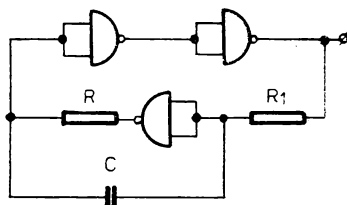


Fig. 3.21

sită puține elemente de circuit: două condensatoare și două rezistoare. Tensiunea generată de multivibrator se prezintă sub forma unor impulsuri dreptunghiulare iar

stabilitatea montajului este superioară celui realizat cu tranzistoare. Valorile capacităților condensatoarelor și rezistențelor rezistoarelor determină frecvența semnalului dreptunghiular obținut la ieșire.

O altă schemă simplă de multivibrator realizată cu porți NAND cu două intrări (tip CDB 400) montate ca inversoare (cele două intrări „a” și „b” sînt legate împreună) este cea din figura 3.21. Constanta de timp  $RC$  determină frecvența impulsurilor generate, iar valoarea rezistorului  $R_1$  determină factorul de umplere:

### 3.8. Cîteva aplicații ale circuitelor basculante astabile

Circuitele basculante sînt folosite pe scară largă pentru realizarea generatoarelor de impulsuri. Vom prezenta în continuare cîteva exemple de utilizare a lor în astfel de cazuri.

#### 3.8.1. Dispozitiv de semnalizare luminoasă intermitentă

Acest dispozitiv posedă numeroase aplicații practice. O lampă care se aprinde intermitent atrage mult mai mult atenția într-un sistem de alarmă decît o simplă lampă roșie aprinsă. Realizarea acestui dispozitiv, în situația în care materialele necesare sînt la îndemînă, devine o chestiune de cîteva minute.

În figura 3.22. este prezentată schema de principiu a aparatului care, după cum se observă, este un simplu multivibrator (CBA).

Cele două becuri,  $L_1$  și  $L_2$ , sînt de 3,5V/0,2A. Dispozitivul funcționează fără nici un fel de reglare și poate fi folosit pentru aprinderea farurilor unui autovehicul în situația în care becurile  $L_1$  și  $L_2$

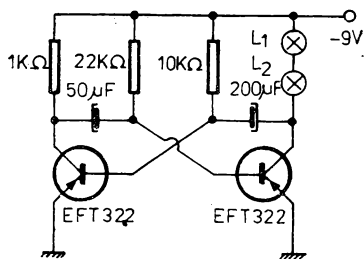


Fig. 3.22

sînt înlocuite cu relee corespunzătoare, relee care comandă funcționarea farurilor autovehiculului.

### 3.8.2. Defectoscop cu două tranzistoare

■ În mod obișnuit, cea mai mare parte a timpului folosit pentru repararea unui radioreceptor se ıroșește pentru găsirea etajului sau piesei defecte, înlocuirea elementului defect fiind o operație de numai cîteva minute. Pentru ușurarea localizării defectelor într-un radioreceptor sau amplificator de audiofrecvență poate fi folosit cu succes un dispozitiv electronic simplu numit defectoscop.

Aparatul este un oscilator care generează un semnal de audiofrecvență însoțit de un număr mare de armonici (semnale ale căror frecvențe sînt multipli întregi ai frecvenței fundamentale).

Schema de principiu a acestui aparat este arătată în figura 3.23. Tensiunea de alimentare a aparatului este de  $3V_{cc}$  și se obține de la o baterie tip 2R 10, care poate fi

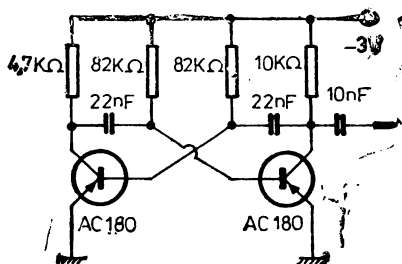


Fig. 3.23

procurată cu ușurință. Tranzistoarele  $T_1$  și  $T_2$  sînt de tipul AC 180 și pot fi înlocuite cu orice alte tranzistoare pnp de mică putere. Condensatorul de 10 nF trebuie să aibă tensiunea de lucru mai mare de 300V pentru a permite și verificarea aparatelor echipate cu tuburi electronice.

Cu defectoscopul se lucrează în felul următor: se pune în funcțiune aparatul care trebuie verificat. Se conectează masa defectoscopului la masa aparatului. Se pune în funcțiune defectoscopul și cu vîrful de probă (ieșirea condensatorului de 10 nF) se ating pe rînd punctele de intrare ale etajelor radioreceptorului sau amplificatoru-

lui defect. Aceste puncte de intrare sînt grilele de comandă ale tuburilor electronice sau bazele tranzistoarelor. Verificarea se face de la ultimul etaj către primul (de la ieșire la intrare). Atingînd cu vîrfurile de probă intrarea unui etaj care funcționează se va auzi în difuzor un sunet cu o frecvență fixă. Dacă apoi trecem cu un etaj mai înainte și sunetul nu se mai aude în difuzor, înseamnă că etajul respectiv este defect. În felul acesta poate fi localizat etajul defect, ceea ce este deosebit de util în cazul în care aparatul defect are un număr mai mare de etaje.

### 3.8.3. Generator de semnal

Construcția unui generator de semnal modulată, de înaltă clasă, este destul de greu de realizat, în primul rînd pentru că necesită materiale deosebite și, în al doilea rînd, pentru că reglajul lui presupune un aparataj specializat. Totuși, printr-o construcție relativ simplă, se poate realiza un astfel de aparat de bună calitate. În figura 3.24, *a* este arătată schema de principiu a unui generator care oscilează pe frecvența de 455 kHz și care este modulată în amplitudine cu un semnal audio de aproximativ 1000 Hz. Generatorul de audiofrecvență este un circuit basculant

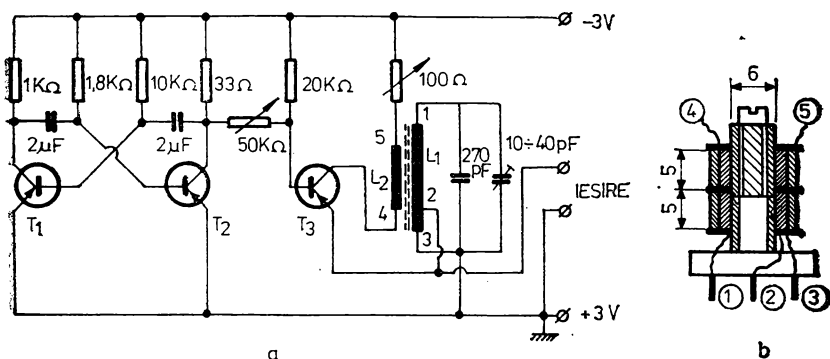


Fig. 3.24

astabil realizat cu tranzistoarele  $T_1$  și  $T_2$  de tipul EFT 323. Etajul oscilator pe frecvența de 455 kHz este realizat cu tranzistorul  $T_3$  (EFT 317 sau echivalent) și este modulată în amplitudine. Bobina circuitului oscilant  $L_1$  are 165

spire din sîrmă de cupru emailat ( $\varnothing = 0,1 \div 0,2$  mm) cu o priză la spira 30. Bobina de reacție  $L_2$  are 40 de spire din aceeași sîrmă. Aceste înfășurări sînt dispuse pe o carcasă cu diametrul de 6 mm, prevăzută cu miez de ferită. Detaliile constructive refetitoare la bobină sînt arătate în figura 3.24, b. Reglînd poziția miezului de ferită, cit și valoarea trimerului de  $10 \div 40$  pF, se obține frecvența de oscilație dorită (455 kHz). Amplitudinea semnalului de 455 kHz se stabilește cu ajutorul rezistorului variabil de 100  $\Omega$ , legat în colectorul tranzistorului  $T_3$ .

Semnalul audio, de aproximativ 1000 Hz, este aplicat pe baza tranzistorului  $T_3$  prin intermediul rezistorului variabil de 50 k $\Omega$ . Cu ajutorul acestui rezistor se poate regla gradul de modulație de la valoarea zero pînă la 100 %. Practic, pentru reglarea montajului se procedează în felul următor : semnalul obținut la bornele de ieșire este vizualizat pe ecranul unui osciloscop și se reglează valorile celor două rezistoare variabile pînă cînd se obține un semnal pentru care gradul de modulație este de aproximativ 30 %.

Acordarea etajelor de frecvență intermediară ale unui radioreceptor superheterodină (care are frecvența intermediară de 455 kHz) este deosebit de simplă folosind acest aparat : se aplică, pe rînd, fiecărui filtru de frecvență intermediară, începînd cu cel mai apropiat de etajul detector, semnalul dat de generator și se reglează miezul de ferită al filtrului pînă cînd se obține o audiție maximă în difuzor.

Pentru alimentarea aparatului s-a utilizat o baterie de 3V, de tipul 2R 10.

# Comutatoare electronice pentru osciloscopul catodic

## 4.1. Generalități

Folosirea osciloscopului catodic monospot prevăzut cu un comutator electronic este extrem de avantajoasă în studiul unor procese care necesită vizualizarea simultană a două semnale. În acest sens pot fi date nenumărate exemple: vizualizarea simultană a semnalelor de intrare și ieșire existente la un amplificator (avantaje: evaluarea rapidă a amplificării și aprecierea calitativă a caracteristicii de răspuns), observarea simultană a unui semnal de radiofrecvență modulat în amplitudine și a semnalului detectat (avantaje: calculul rapid al randamentului detectorului și evaluarea gradului de distorsiuni introduse de către acesta), vizualizarea semnalelor de intrare-ieșire pentru un filtru (în vederea aprecierii caracteristicii acestuia), observarea semnalelor produse de un generator standard și de un oscilator oarecare (pentru etalonarea acestuia din urmă) etc.

Utilizarea unui osciloscop cu două tunuri electronice este, evident, indicată în toate aceste cazuri. Acest aparat este însă greu de procurat iar construirea lui este dificilă.

Comutatorul electronic poate înlocui în multe situații, osciloscopul prevăzut cu două tunuri electronice. Comutatorul electronic „introduce” pe rând la intrarea osciloscopului semnalele care trebuie vizualizate. Dacă frecvența de comutare (eșantionare) este cel puțin cu un ordin de mărime mai mare decât cea a semnalelor, acestea se



vor observa sub forma a două curbe distincte. În figura 4.1 snt arătate două semnale care au fost eşantionate de comutatorul electronic şi vizualizate pe ecranul oscilo-

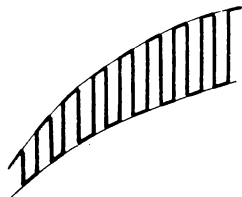


Fig. 4.1 (a)

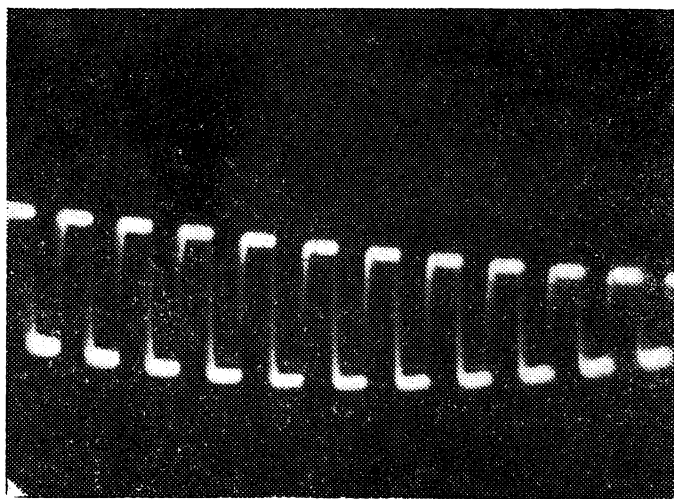


Fig. 4.1 (b)

scopului. Micşorind frecvenţa bazei de timp a osciloscopului catodic, ochiul nu mai poate distinge întreruperile iar curbele apar continue.

Pentru a înţelege funcţionarea unui comutator electronic să urmărim schema bloc din figura 4.2. Semnalele care trebuie vizualizate sînt aplicate la intrările celor două amplificatoare  $A_1$  şi  $A_2$ . Ieşirile acestor amplificatoare sînt legate la intrarea  $Y$  a osciloscopului. Aceste amplificatoare nu funcţionează simultan ci alternativ în sensul că într-un interval de timp  $T$  funcţionează amplificatorul  $A_1$  ( $A_2$  fiind în stare de blocare) iar în următorul interval de timp  $T$  funcţionează amplificatorul  $A_2$  ( $A_1$  fiind în stare de

blocare). Comanda funcționării intermitente a celor două amplificatoare este realizată de către circuitul basculant astabil (CBA). În felul acesta fasciculul electronic al osciloscopului catodic trasează în primul interval de timp  $T$  o porțiune din prima curbă iar în următorul interval de timp  $T$  o porțiune din cea de a doua curbă ș.a.m.d.

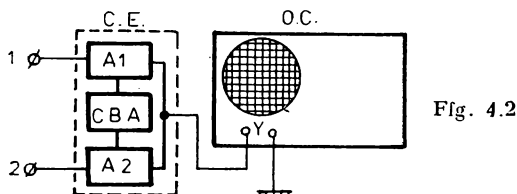


Fig. 4.2

Pe ecran apar două curbe corespunzătoare celor două semnale apicate la intrările 1 și 2. Avantajul acestor comutatoare constă în simplitatea lor constructivă în situația în care sînt proiectate să funcționeze la frecvențe de semnal relativ mici (de ordinul  $10^3$  Hz). Aceste comutatoare prezintă și dezavantaje. Dintre acestea menționăm următoarele două :

a. Obligînd fasciculul electronic să treacă rapid de la o curbă la alta, zona ecranului cuprinsă între curbe devine luminată slab astfel încît imaginea este mai puțin clară în această zonă ;

b. Deoarece frecvența de eșantionare (fragmentare) trebuie să fie cel puțin cu un ordin de mărime mai mare decît cea a semnalelor de vizualizat (în caz contrar curbele apar sub forma unor linii întrerupte), aceste comutatoare nu pot fi folosite la frecvențe ridicate. Astfel, dacă trebuie să vizualizăm două semnale cu frecvența de 100 kHz, este necesar ca generatorul de impulsuri dreptunghiulare (circuitul basculant astabil) să aibă o frecvență de aproximativ 1 MHz, ceea ce presupune o construcție cu totul deosebită a acestuia.

Un alt tip de comutatoare este acela care are la bază principiul vizualizării semnalelor în mod alternativ. Astfel, în timpul unui cadru (timpul în care spotul baleiază ecranul de la stînga la dreapta) se vizualizează unul dintre semnale, iar în timpul celui de al doilea cadru se vizualizează celălalt semnal ș.a.m.d. Pentru aceasta la intrarea oscilo-

scopului catodic se aplică un semnal de forma celui arătat în figura 4.3. Se observă că în intervalul de timp  $T$  este vizualizată prima curbă iar în următorul interval de timp  $T$  — cea de a doua. Vizualizarea alternativă a celor două semnale aplicate la intrări se obține folosind impulsuri

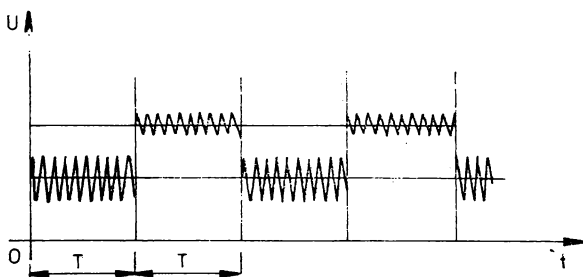


Fig. 4.3

dreptunghiulare cu o frecvență destul de mică (zeci de herți), totuși suficient de mare pentru a depăși limite de discriminare a ochiului. În cazul în care impulsurile dreptunghiulare generate de CBA au aceeași frecvență cu cea a semnalului produs de baza de timp a osciloscopului (condiție de sincronism), pe ecran apar semnalele aplicate la intrările 1 și 2 ale comutatorului sub forma a două curbe distincte. Acest principiu corespunde scopului vizualizării unor semnale de frecvențe ridicate, până la câțiva MHz.

În capitolul 4 sînt prezentate mai multe comutatoare electronice care au la bază fie principiul eșantionării fie cel al alternării. Cititorul poate să aleagă, în funcție de necesități, montajul pe care îl consideră necesar. Pentru fiecare montaj au fost prezentate caracteristicile principale sau dat schemele electrice și câteva indicații utile pentru ca realizarea practică să fie cit mai mult ușurată.

## 4.2. Montaje practice de comutatoare electronice

Pentru realizarea comutatoarelor electronice sînt necesare o serie de piese și materiale care se procură din comerț precum și anumite subansamble care pot fi confecționate cu ușurință în condițiile unui laborator de

amator. De asemenea sînt necesare o serie de cunoștințe teoretice și deprinderi practice care vor fi dobîndite pe parcurs, prin lucru efectiv.

Un rol important au atenția și seriozitatea în lucru. Să nu se lucreze niciodată cu impresia că oricît de neglijent s-ar executa montajul, acesta este obligat să funcționeze la parametrii prevăzuți. Cei ce gîndesc astfel, trebuie să înțeleagă că nu există aparat electronic defect „din senin”. Fără îndoială că el conține cel puțin o piesă defectă sau necorespunzătoare, cu alte cuvinte o piesă care nu funcționează normal, strecurată în montaj din neatenția sau graba constructorului.

#### 4.2.1. Comutator electronic cu patru tranzistoare

Schema electrică a acestui comutator este arătată în figura 4.4. Caracteristicile principale ale montajului sînt : frecvența maximă accesibilă 31 kHz, tensiunea minimă de intrare 0,15 V, tensiunea de alimentare 9 V<sub>cc</sub>, intensitatea curentului consumat aproximativ 30 mA.

Pentru realizarea acestui comutator sînt necesare următoarele componente electronice :

a) *Rezistoare* :  $R_1, R_6$  1 M $\Omega$  ;  $R_2, R_7$  47 K $\Omega$  ;  $R_3, R_8$  100 k $\Omega$  ;  $R_4, R_9, R_{13}, R_{14}$  1 k $\Omega$  ;  $R_5, R_{10}$  360  $\Omega$  ;  $R_{11}, R_{17}$  470  $\Omega$  ;  $R_{12}, R_{16}$  20 k $\Omega$  ;  $R_{15}$  2 k $\Omega$  ;

Rezistoarele menționate au puterea nominală de 0,25 W ; folosind rezistoare cu aceleași valori dar cu puteri nominale mai mari, funcționarea montajului nu va fi afectată. Această precizare se referă la toate montajele prezentate.

b) *Potențioetre ajustabile* :  $P_1, P_2$  500 k $\Omega$  ;  $P_3, P_4, P_5$  5 k $\Omega$  ;

c) *Condensatoare* :  $C_1, C_2, C_3, C_4$  10  $\mu$ F/10V (electolitice) ;  $C_5, C_6$  0,1  $\mu$ F/12V ;  $C_7, C_8$  2,2 nF/12V. Dacă tensiunea nominală a condensatoarelor menționate este mai mare decît cea prevăzută, aceasta nu va afecta buna funcționare a montajului.

d) *Diode semiconductoare* :  $D_1, D_2$  EFD 110. Aceste diode pot fi înlocuite cu oricare tip de diode detectoare cu germaniu.

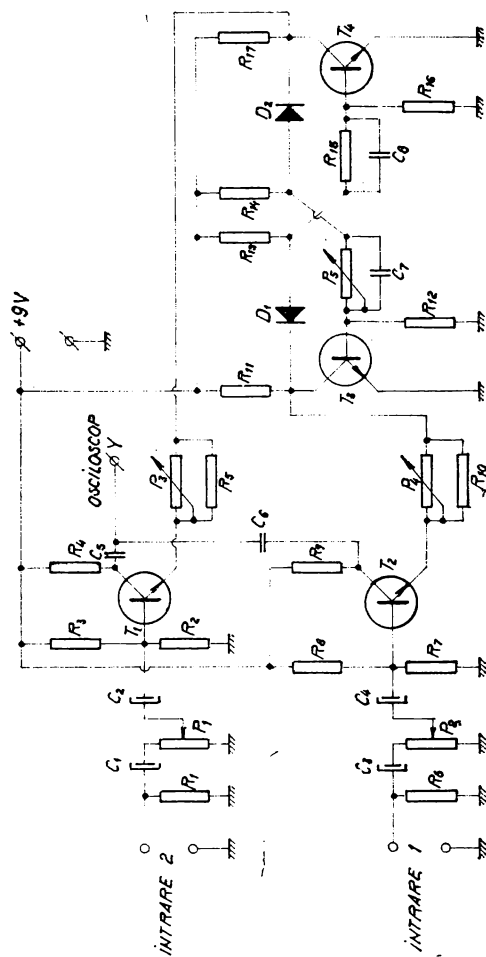


Fig. 4.4

e) *Tranzistoare* :  $T_1$ ,  $T_2$ ,  $T_3$ ,  $T_4$  BC 107 sau echivalente.

Comutatorul este format din trei blocuri funcționale , circuitul basculant astabil echipat cu tranzistoarele  $T_3$  și  $T_4$  și două etaje amplificatoare prevăzute fiecare cu câte un tranzistor ( $T_1$  respectiv  $T_2$ ).

Circuitul basculant astabil este realizat după o schemă simetrică cu cuplaj colector-bază. Pentru îmbunătățirea formei de undă a impulsurilor dreptunghiulare generate s-au folosit două diode notate cu  $D_1$  și  $D_2$ .

La unul din tranzistoarele BC 107, care formează circuitul basculant astabil există în circuitul de bază un rezistor semireglabil de 5 k $\Omega$ . Valoarea lui se stabilește în așa fel încît intensitățile curenților de colector la cele două tranzistoare să fie egale. Se obține astfel o simetrie corectă a blocului de comandă necesară pentru buna funcționare a întregului montaj.

În circuitul de emitor al fiecărui tranzistor amplificator s-a introdus un rezistor semireglabil de 5 K $\Omega$  în paralel cu unul fix de 360  $\Omega$ . În acest mod deplasarea celor două curbe de o parte și de alta a poziției în care ele s-ar situa pe aceeași orizontală (axarea semnalelor) se realizează foarte comod și pe o distanță suficient de mare.

Vom prezenta în continuare modul de realizare a acestui montaj pe o plăcuță de circuit imprimat. Folosirea circuitelor imprimate micșorează considerabil prețul de cost și scade foarte mult timpul de fabricație a aparatului. Trebuie precizat faptul că proiectarea aparatelor pe circuite imprimate este foarte interesantă, că pune adesea probleme complexe, care pot avea multe soluții. Este de remarcat faptul că aparatele construite folosindu-se tehnica circuitelor imprimate prezintă siguranță în funcționare și sînt comode în exploatare (se pot demonta, curăța și monta la loc cu rapiditate). Montajul cu circuite imprimate este estetic și are aspect de produs finit, dat fiind faptul că în locul dispunerii haotice a conexiunilor se obține o plăcuță cu o distribuție regulată a componentelor montate pe ea.

În condițiile unui laborator de amator, tehnologia de fabricație a circuitelor imprimate este simplificată prin introducerea unui număr de operații manuale. Vom descrie

în continuare *metoda chimică de realizare* a unui astfel de circuit.

Pe o placă de pertinax placată cu cupru (procurată din comerț) se trasează cu vopsea de protecție desenul cablajului imprimat. Porțiunile neprotejate de vopsea se corodează într-o baie de clorură ferică. Metoda prezintă avantajul că este rapidă și puțin laborioasă.

Desenul cablajului imprimat se transpune pe partea placată cu cupru cu ajutorul unei hîrtii indigo. Locurile care urmează a fi găurite se punctează și apoi se acoperă cu vopsea ducă (se poate folosi și nitrolac sau ulei). Trebuie să se urmărească ca picăturile să fie centrate pe aceste locuri și să aibă un diametru de 2,5–3 mm.

După ce toate suprafețele de contact au fost desenate în acest fel, se unesc între ele, cu vopsea, conform schemei. Liniile de legătură se trasează cu penița. După ce vopseaua se usucă, placa se retușează cu un bisturiu sau cu o lamă.

Placa retușată se corodează într-o cuvă de material plastic conținînd o soluție de clorură ferică cu densitatea relativă de aproximativ 1,3. Pentru a înlătura produsele de reacție care ar încetini procesul corodării, placa se șterge la fiecare 5 minute cu un tampon de vată ținut cu o pensă de material plastic. Corodarea se termină în aproximativ o oră iar în situația în care soluția se încălzește procesul se va termina într-un timp mai scurt.

După corodare placa se spală, se usucă și se găurește în locurile punctate. Găurile se dau pornind de la fața metalizată a plăcii folosind un burghiu de 1 mm. Decupările și găurile mari se execută la traforaj, după care se finisează cu o pilă.

După tăierea la dimensiunile dorite și găurirea locurilor marcate, circuitul imprimat se dă cu hîrtie abrazivă foarte fină, se șterge cu alcool și se usucă. Pentru protecția cablajului cît și pentru ușurarea lipiturilor, placa se lăcuiește cu o soluție 15% colofoniu în alcool.

Lipirea pieselor se face cu ajutorul unui ciocan electric cu o putere de 25–50W prevăzută cu un virf lung și subțire. Înainte de lipire, terminalele pieselor se cositoresc. La cositorirea și lipirea terminalelor componentelor semiconductoare (diode, tranzistoare etc.) între corpul acestora și

locul de lipire se dispune un șunt termic, care previne supraincălzirea piesei. Ca șunt termic se poate folosi o pensă obișnuită sau un clește cu vîrf lat.

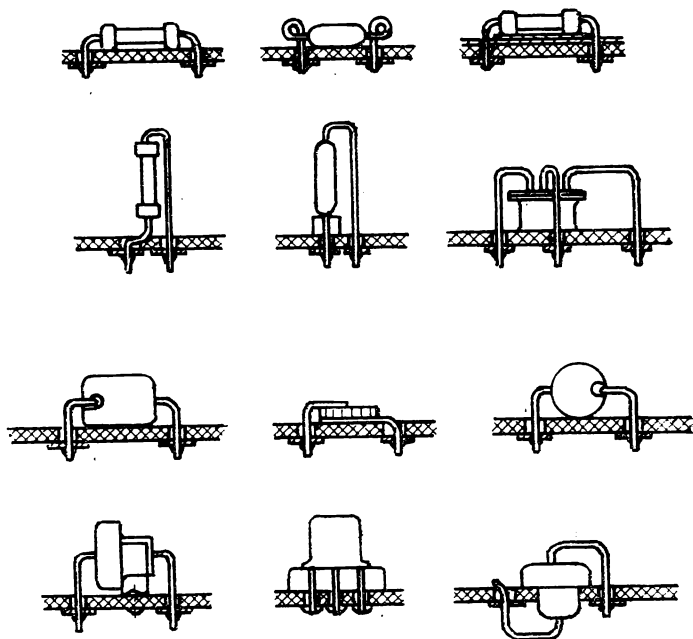


Fig. 4.5

Componentele se lipesc așa cum se arată în figura 4.5 deoarece în acest caz terminalele nu se mai pot deplasa iar prin apăsarea pe piesă nu se ajunge la dezlipirea foliei de cupru de pe suportul izolant, în locul respectiv.

#### 4.2.2. Comutator electronic cu variație a factorului de umplere

Schema electrică a acestui comutator este prezentată în figura 4.6. Caracteristicile principale ale montajului sînt: frecvența maximă accesibilă 60 kHz, tensiunea minimă de intrare 0,15V, tensiunea de alimentare 9 V<sub>cc</sub>, intensitatea curentului consumat aproximativ 40 mA.



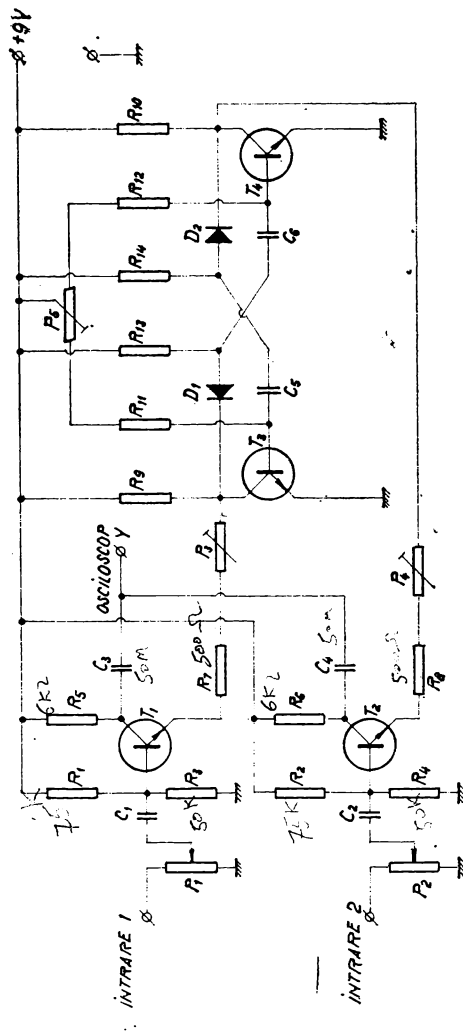


Fig. 4.6

Pentru realizarea acestui comutator sînt necesare următoarele componente electronice :

a) *Rezistoare* :  $R_1, R_2$  75 k $\Omega$  ;  $R_3, R_4$  50 k $\Omega$  ;  $R_5, R_6$  6,2 k $\Omega$  ;  $R_7, R_8$  500  $\Omega$  ;  $R_9, R_{10}$  6,2 k $\Omega$  ;  $R_{11}, R_{12}$  22 k $\Omega$  ;  $R_{13}, R_{14}$  3,3 k $\Omega$ ,

b) *Potențiometre semireglabile* :  $P_1, P_2$  250 k $\Omega$  ;  $P_3, P_4$  5 k $\Omega$  ;  $P_5$  10 k $\Omega$ .

c) *Condensatoare* :  $C_1, C_2, C_3, C_4$  50 nF ;  $C_5, C_6$  1 nF.

d) *Diode semiconductoare* :  $D_1, D_2$  EFD 110 sau echivalente.

e) *Tranzistoare* :  $T_1, T_2$  BF 214 ;  $T_3, T_4$  BF 199.

Se observă că montajul necesită patru tranzistoare, două diode și elementele pasive aferente. Tranzistoarele  $T_1$  și  $T_2$ , montate ca amplificatoare, funcționează alternativ : cînd unul dintre ele este în stare de blocare celălalt se află în conducție și invers. Rezultă că semnalele aplicate la intrările 1 și 2 ale comutatorului vor ajunge la intrarea Y a osciloscopului pe rînd.

Comanda funcționării alternative a tranzistoarelor BF 214 este realizată cu ajutorul a două semnale dreptunghiulare în opoziție de fază. Pentru obținerea acestor semnale se folosește un circuit basculant astabil (multivibrator), construit cu ajutorul a două tranzistoare de tipul BF 199 ( $T_3$  și  $T_4$ ).

Potențiometrele semireglabile  $P_3$  și  $P_4$  au rolul de a determina apropierea sau depărtarea celor două curbe vizualizate pe ecran iar cu ajutorul celui de 10 k $\Omega$  ( $P_5$ ) putem varia cu ușurință factorul de umplere.

Alimentarea montajului se face de la o sursă stabilizată de curent continuu de 9 V.

Comutatorul introduce pe rînd la intrarea osciloscopului catodic semnalele care trebuie vizualizate. Frecvența de comutare (eșantioanare) a semnalelor este atît de mare încît, pe ecranul osciloscopului, cele două semnale se vor observa sub forma a două curbe distincte.

O fotografie a montajului descris este arătată în figura 4.7.

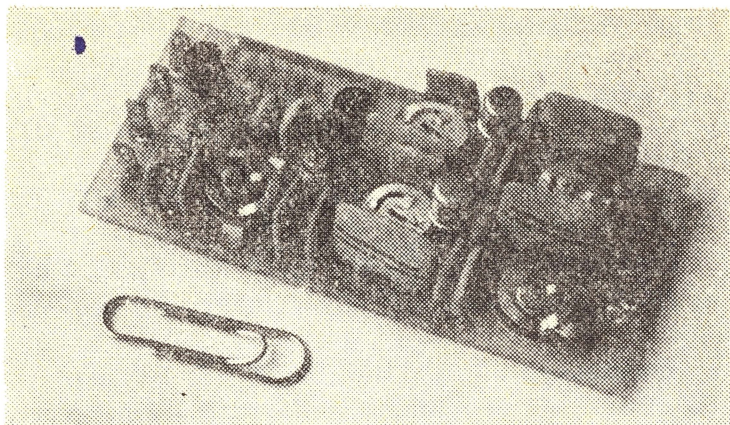


Fig. 4.7

#### 4.2.3. Comutator electronic cu un circuit integrat și două tranzistoare

În paragraful 3.7. au fost prezentate pe larg porțile logice NAND de tip DTL și TTL. Folosind două astfel de porți putem construi foarte ușor un circuit basculant astabil, figura 4.8. Acesta funcționează ca un multivi-

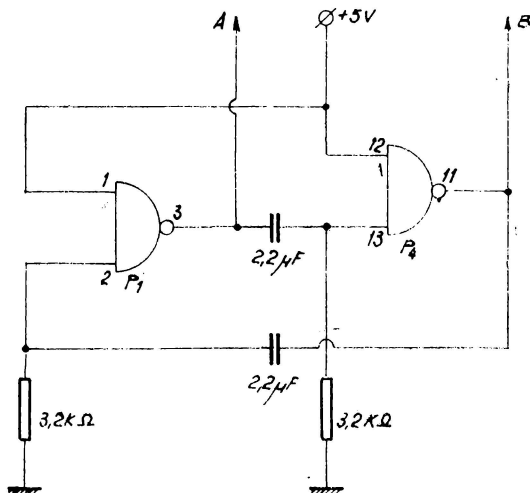


Fig. 4.8

brator cu tranzistoare în care rolul celor două tranzistoare este preluat de porțile NAND. De remarcat că montajul necesită foarte puține elemente de circuit : două condensatoare și două rezistoare. Tensiunea generată de multi-vibrator se prezintă cu forma unor impulsuri dreptunghiulare iar stabilitatea montajului este superioară celui realizat cu tranzistoare.

Valorile capacităților condensatoarelor determină frecvența de comutație. Ieșirile notate cu *A* și *B* pot comanda funcționarea a două amplificatoare cu tranzistoare, figura 4.9. În acest mod amplificatoarele nu vor funcționa simul-

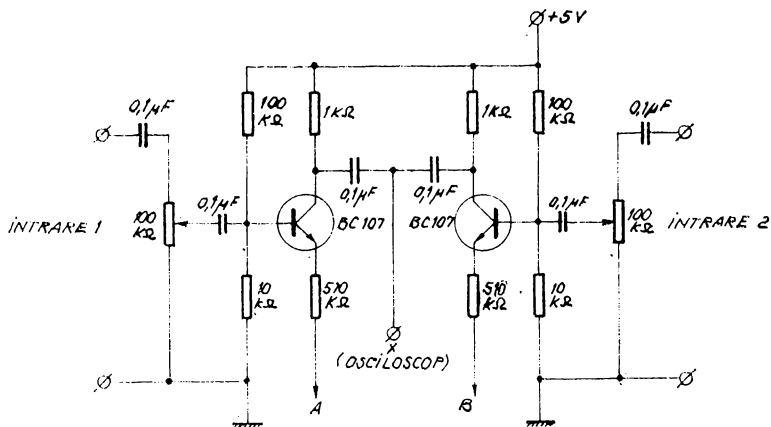


Fig. 4.9

tan ci pe rînd. Trecerea din starea de funcționare în starea de blocare a unui tranzistor, deci trecerea din starea de blocare în starea de funcționare a celuilalt, se face cu frecvența de comutație a circuitului basculant astabil.

Ansamblul descris în figurile 4.8 și 4.9 constituie un comutator electronic cu două intrări ce poate fi întrebuințat la un osciloscop și a fost realizat pe un circuit imprimat cu dimensiunile 7 cm/4 cm, figura 4.10. Pot fi utilizate circuitele integrate CDB 400 (produs I.P.R.S. Băneasa), 1 LB 553 (produs U.R.S.S.) sau altele echivalente. Un astfel de circuit integrat conține patru porți NAND cu două intrări și a fost arătat în figura 3.19. În montajul comutatorului sînt folosite doar două porți, cele notate cu

$P_1$  și  $P_4$ . Atragem atenția că la circuitele integrate numărarea pinilor (termnialelor) se face privind circuitul din partea opusă acestora.

Modul de lucru cu acest comutator este foarte simplu. Cele două semnale care trebuie vizualizate simultan pe ecranul osciloscopului sînt aplicate la intrările 1 și 2 iar intrarea osciloscopului este legată la borna X. Cu ajutorul

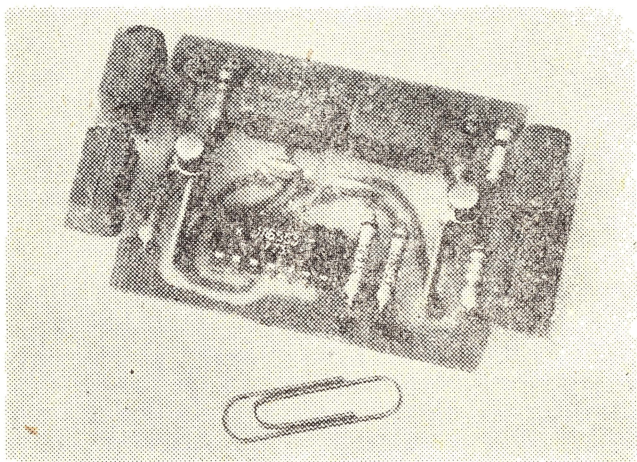


Fig. 4.10

celor două potențiometre de 10 k $\Omega$  fiecare<sup>1</sup> se pot regla nivelele semnalelor (amplitudinile acestora). Cele două potențiometre, avînd dimensiuni mari, nu au fost montate pe circuitul imprimat.

Comutatorul electronic prezentat a fost întrebuințat pentru studiul circuitului RLC serie de curent alternativ și pentru vizualizarea caracteristicii intrare-ieșire a unui amplificator tranzistorizat, cu rezultate foarte bune.

#### 4.2.4. Comutator electronic cu două circuite integrate și patru tranzistoare

Schema de principiu a acestui comutator este prezentată în figura 4.11. Deoarece tranzistoarele  $T_1$  și  $T_2$  funcționează alternativ, semnalele aplicate la intrările 1 și 2 ale comutatorului, amplificate cu ajutorul etajelor echi-

pate cu tranzistoarele  $T_3$  și  $T_4$ , vor ajunge la intrarea  $Y$  a osciloscopului pe rând.

Dacă mărim frecvența bazei de timp a osciloscopului, vom observa că fasciculul electronic al tubului catodic descrie, alternativ, porțiuni din cele două curbe: într-o jumătate de perioadă a semnalului de comandă este

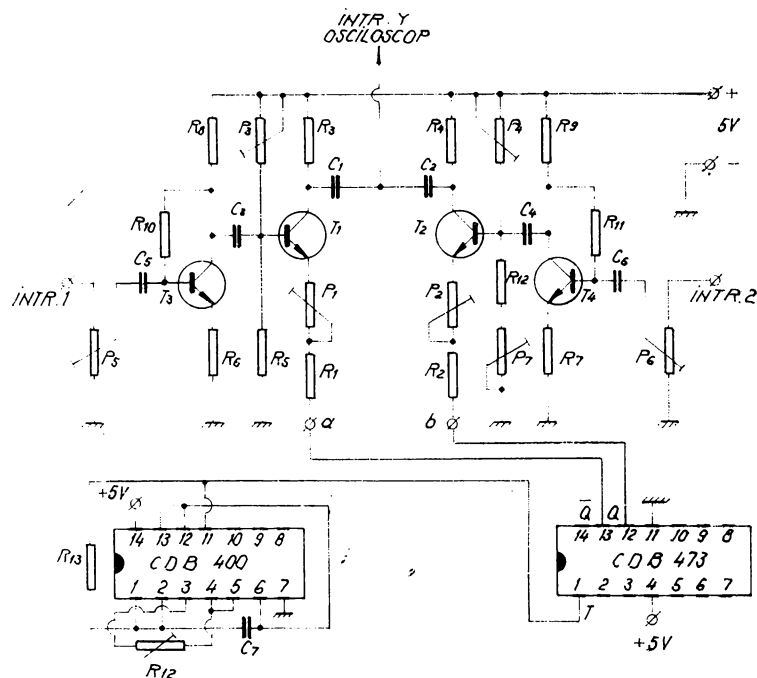


Fig. 4.11

descrișă o porțiune din prima curbă (cea aplicată la intrarea 1 a comutatorului) iar în cealaltă jumătate este descrisă o porțiune din curba a doua (aplicată la intrarea 2) ș.a.m.d. Dacă micșorăm frecvența bazei de timp a osciloscopului, cele două curbe par continue.

Comanda funcționării alternative a tranzistoarelor  $T_1$  și  $T_2$  se realizează cu ajutorul unor semnale dreptunghiulare defazate cu  $180^\circ$ . Pentru obținerea unor astfel de semnale se folosesc două circuite integrate de tipul CDB 400 și CDB 473. Trei din cele patru porți NAND ale cir-

cuitului integrat CDB 400 sînt legate ca inversoare și formează un circuit basculant astabil. Frecvența oscilațiilor generate de acest circuit este determinată de grupul  $R_{13}C_7$ , iar factorul de umplere poate fi modificat prin ajustarea valorii rezistorului  $R_{12}$ .

Semnalul obținut la ieșirea circuitului basculant astabil nu este perfect dreptunghiular. Aplicînd acest semnal pe intrarea de tact „T” a unui circuit bistabil (în cazul de față realizat cu 1/2 din CDB 473), se obțin la ieșirile  $Q$  și  $\bar{Q}$  două semnale în antifază și perfect dreptunghiulare. Aceste semnale comandă funcționarea alternativă a tranzistoarelor  $T_1$  și  $T_2$ .

Semnalele care trebuie vizualizate simultan pe ecranul osciloscopului sînt aplicate la intrările 1 și 2 ale comutatorului. În cazul în care amplitudinile acestor semnale sînt prea mari, ele pot fi micșorate corespunzător cu ajutorul potențiometrelor ajustabile  $P_5$  și  $P_6$ .

Punctele statice de funcționare pentru tranzistoarele  $T_1$  și  $T_2$  se stabilesc prin acționarea rezistoarelor ajustabile  $P_3$  și  $P_4$  (modificînd valorile lor, putem determina ca distorsiunile introduse de etajele echipate cu aceste tranzistoare să fie minime). Pentru modificarea componentei continue a curenților electrici existenți în colectoarele acestor tranzistoare se utilizează rezistoarele variabile notate cu  $P_1$  și  $P_2$ . Prin schimbarea valorilor rezistențelor acestor rezistoare se poate determina apropierea sau depărtarea curbelor vizualizate pe ecran. Rolul rezistorului variabil  $P_2$  este acela de a echilibra funcționarea etajelor echipate cu tranzistoarele menționate în situația în care acestea nu prezintă caracteristici identice.

Montajul a fost realizat pe un cablaj imprimat, avînd dimensiunile 7 cm/3,5 cm, figura 4.12. Circuitul integrat CDB 400 se poate înlocui cu inversoare de tip CDB 404 iar tranzistoarele existente în schemă cu tranzistoare echivalente odată cu modificarea corespunzătoare a polarizărilor.

Pentru schema prezentată în figura 4.11 valorile pieselor utilizate sînt următoarele :

a) *Rezistoare* :  $R_1, R_2$  680  $\Omega$  ;  $R_3, R_4, R_8, R_9$  6,2 k $\Omega$  ;  $R_5$  500 k $\Omega$  ;  $R_6, R_7$  24 k $\Omega$  ;  $R_{10}, R_{11}$  820 k $\Omega$  ;  $R_{12}, R_{13}$  500  $\Omega$  ;

b) *Potențioetre* :  $P_1, P_2$  2,5 k $\Omega$  ;  $P_3, P_4$  250 k $\Omega$  ;  $P_5, P_6$  500 k $\Omega$  ;  $P_7$  100 k $\Omega$  ;



c) *Condensatoare* :  $C_1, C_2$  25 nF;  $C_3, C_4$  50 nF;  $C_5, C_6, C_7$  10 nF;

d) *Tranzistoare* :  $T_1, T_2$  BF 199;  $T_3, T_4$  BC 172.

Caracteristicile principale ale montajului sînt : banda de frecvență accesibilă 50 Hz — 60 kHz, tensiunea minimă

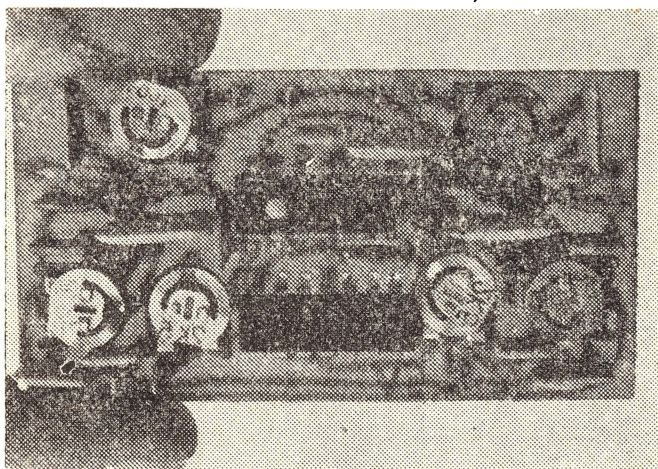


Fig. 4.12

de intrare 0,1 V, tensiunea de alimentare 5 V<sub>cc</sub>, intensitatea curentului consumat aproximativ 100 mA.

Robustețea montajului, gabaritul redus și utilitatea constituie argumente hotărîtoare în vederea realizării acestui aparat.

#### 4.2.5. Comutator electronic cu două circuite integrate și opt tranzistoare

Acest comutator, destinat vizualizării simultane a două semnale cu un osciloscop catodic, prezintă caracteristici superioare celor prezentate pînă acum.

Principiul de funcționare este următorul : în timpul unui cadru (timpul în care fasciculul electronic al tubului catodic parcurge ecranul de la stînga la dreapta) se vizualizează unul dintre semnale, iar în timpul corespunzător cadrului următor se vizualizează celălalt semnal ș.a.m.d. Vizualizarea alternativă a celor două semnale aplicate la



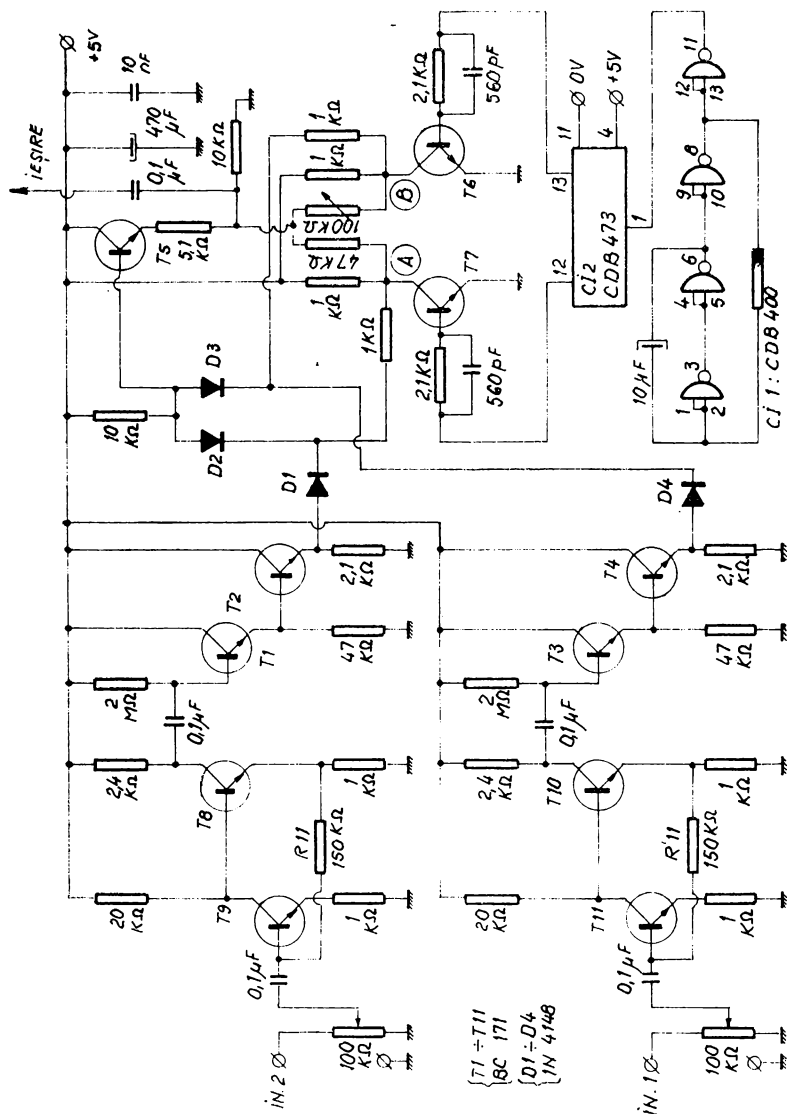


Fig. 4.13

intrări se obține folosind impulsuri dreptunghiulare cu o frecvență destul de mică (zeci de herți), totuși suficient de mare pentru a depăși limita de discriminare a ochiului. Acest principiu corespunde scopului vizualizării unor semnale de frecvențe ridicate (cu comutatorul descris aici s-a ajuns la o frecvență de aproximativ 6 MHz).

Caracteristicile celor două intrări sînt următoarele: sensibilitatea 50 mV, impedanța de intrare 50 k $\Omega$  și amplificarea egală cu 18.

La intrarea osciloscopului se aplică un semnal de forma celui arătat în figura 4.3. Se observă că în intervalul de timp  $T$  este vizualizată prima curbă, iar în următorul interval de timp  $T$  cea de a doua. Pentru a înțelege cum se obține acest semnal, să analizăm schema electrică a comutatorului prezentată în figura 4.13. Circuitul integrat  $CI_1$  (de tip CDB 400) produce semnale dreptunghiulare cu o frecvență de aproximativ 80 Hz. Această frecvență este divizată cu 2 de circuitul bistabil  $CI_2$  (de tip CDB 473) astfel încît, la ieșirile lui directă și negată (pinii 12 și 13), apar două semnale dreptunghiulare defazate cu  $180^\circ$  și cu un factor de umplere  $1/2$ . Aceste impulsuri, cu frecvența de aproximativ 40 Hz, sînt aplicate la intrările tranzistoarelor  $T_6$  și  $T_7$ , care le transformă din nivel TTL (0—3.5V) în semnale cu amplitudinea de 5 V, cu care se comandă comutatorul cu diode. În figura 4.14 este arătată schema acestui comutator.

Tensiunea între punctul X și masă va fi următoarea:

a. pentru  $U_A = 0$  și  $U_B = 5$  V, diodele  $D_1$  și  $D_2$  sînt în stare de conducție, iar  $D_3$  și  $D_4$  în stare blocată; rezultă  $U_X = U_1 + U_{D1} - U_{D2}$ . Deoarece diodele sînt identice ( $U_{D1} = U_{D2}$ ), se obține  $U_X = U_1$ ;

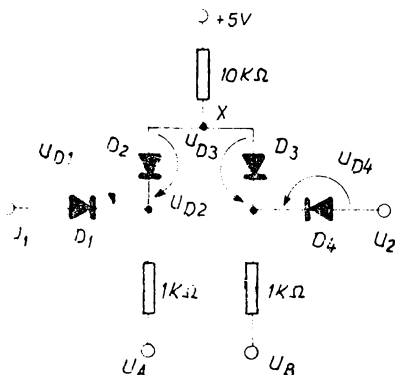


Fig. 4.14

b. pentru  $U_A = 5 \text{ V}$  și  $U_B = 0$ , diodele  $D_1$  și  $D_2$  sînt în stare blocată, iar diodele  $D_3$  și  $D_4$  sînt în stare de conducție; rezultă  $U_X = U_2 + U_{I4} - U_{I3}$ . Deoarece  $U_{D3} - U_{I4}$  (diode identice) se obține  $U_X = U_{I2}$ .

În acest mod tensiunea  $U_X$  va repeta alternativ semnalele  $U_1$  și  $U_2$ . Acest semnal va fi obținut și la ieșirea tranzistorului  $T_5$  montat ca repetor pe emitor. În emitorul acestui tranzistor se aplică, prin  $P_2$  și  $R_{10}$ , două tensiuni din colectoarele tranzistoarelor  $T_6$  și  $T_7$ , folosite pentru axarea semnalelor  $U_1$  și  $U_2$ .

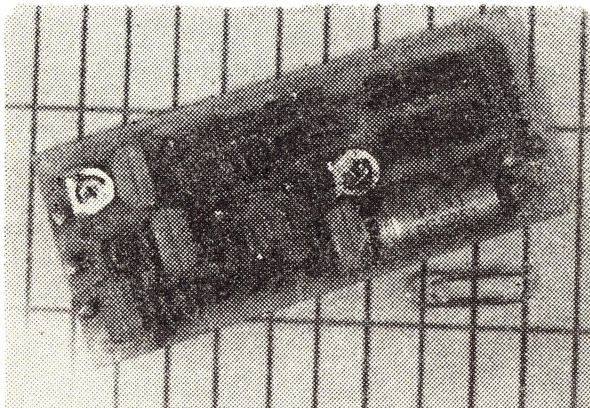


Fig. 4.15

Tranzistoarele  $T_8$ ,  $T_9$ ,  $T_{10}$  și  $T_{11}$  prezintă câte un rezistor în emitor pentru o mai bună stabilitate termică și reacție negativă locală. Rezistoarele  $R_{11}$  și  $R'_{11}$  asigură o reacție negativă de tensiune a polarizării tranzistoarelor menționate în regim continuu, îmbunătățind stabilitatea termică a montajului.

O fotografie a aparatului este arătată în figura 4.15.

### 4.3. Alimentator pentru comutatoarele electronice

Acest alimentator a fost conceput cu scopul de a satisface nevoile unui experimentator al montajelor tranzistorizate. Aparatul poate fi folosit cu rezultate foarte bune pentru alimentarea comutatoarelor electronice descrise

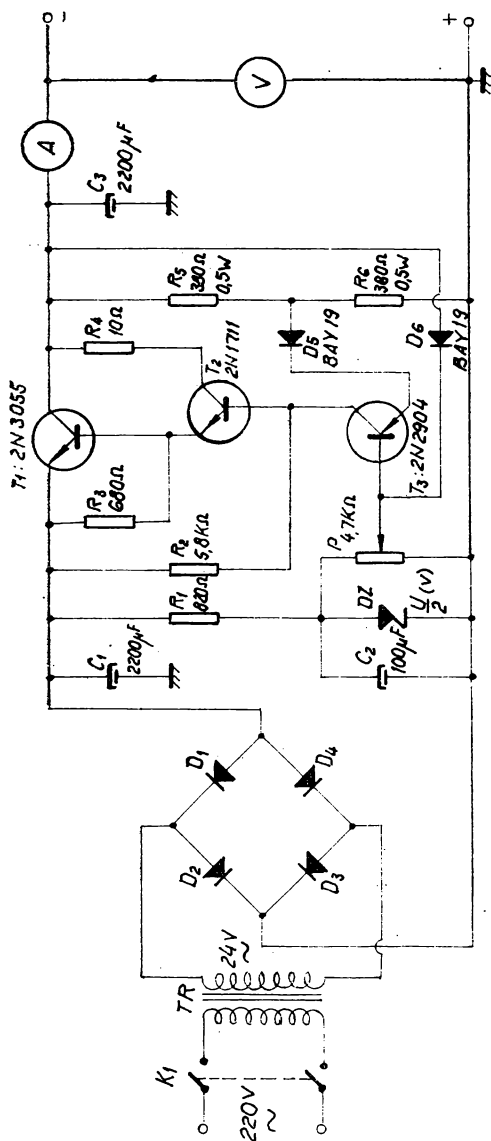


Fig. 4.16

anterior. El permite obținerea unei tensiuni continue reglabile de la 0 la 24 V și poate debita un curent cu intensitatea maximă de 2 A. Mai mult, acest montaj este capabil să suporte un scurtcircuit. În acest caz tensiunea la bornele de ieșire devine nulă prin blocarea tranzistorului  $T_1$ . O dată cu înlăturarea scurtcircuitului, reapare tensiunea la bornele de ieșire, fără nici o manevră și, bineînțeles, fără nici o deteriorare a montajului.

În figura 4.16 este prezentată schema electrică a alimentatorului. Valoarea de 24 V a fost aleasă ca valoare maximă, dar nimic nu împiedică pe constructor să aleagă o alta. În acest caz trebuie să se folosească, pe de o parte, diode redresoare ( $D_1 \dots D_4$ ) adecvate și, pe de altă parte, o diodă Zener conform precizărilor făcute în continuare.

Factorul de amplificare al tranzistorului  $T_2$  (2N1711) trebuie să fie mai mare de 100. În rest, celelalte componente nu necesită precizări speciale.

Transformatorul  $Tr$  și grupul de diode redresoare ( $D_1 \dots D_4$ ) de tipul 1N4007) furnizează tensiunea necesară pentru a fi stabilizată. Un condensator de 2200  $\mu$ F ( $C_1$ ) permite un prim filtraj suficient de bun. Stabilizarea se efectuează cu tranzistorul  $T_1$  montat ca regulator serie și comandat de către tranzistoarele  $T_2$  și  $T_3$ .

Dioda Zener DZ permite obținerea unei tensiuni de referință care este aplicată pe baza lui  $T_3$ , folosit ca tranzistor de comandă. Acesta este polarizat printr-o punte formată din rezistoarele  $R_5$  și  $R_6$  legate în serie la bornele de ieșire.

Două diode cu siliciu ( $D_5$  și  $D_6$ ) determină ca potențialul bazei tranzistorului  $T_3$  să fie apropiat de cel de emitor, tranzistorul blocându-se în caz de scurtcircuit; în acest mod este protejat tranzistorul  $T_1$ .

Pentru a obține o tensiune variabilă între 0 și  $U$  va trebui să se folosească o diodă Zener având o tensiune de stabilizare egală cu  $U/2$ . Astfel, în cazul în care dorim ca tensiunea maximă de ieșire să fie 24 V vom folosi o diodă Zener de 12 V.

Transformatorul de rețea  $Tr$  va furniza o tensiune de 24 V având o putere aparentă de 45 VA.



cazul în care vibrația  $x_1$  este în avans de fază față de vibrația  $x_2$  și putem face următoarea afirmație : „cînd vibrația  $x_1$  este în avans de fază față de vibrația  $x_2$  atunci vibrația  $x_1$  atinge valoarea sa maximă înaintea vibrației  $x_2$ ”.

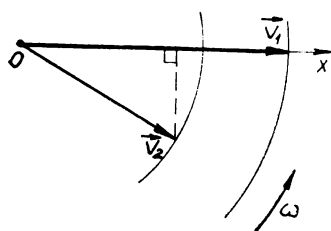


Fig. 5.3

În cazul particular în care vectorul  $\vec{V}_1$  face un unghi de  $90^\circ$  cu vectorul  $\vec{V}_2$  și este în avans de fază față de acesta din urmă atunci vibrația  $x_1$  se va anula înaintea vibrației  $x_2$ .

Aceste rezultate ne permit să rezolvăm următoarea problemă :

Fie două vibrații sinusoidale  $x_1(t)$  și  $x_2(t)$  de aceeași frecvență și pentru care reprezentările grafice sînt arătate în figura 5.4. În general este vorba de reprezentările pe care le vom observa pe ecranul unui osciloscop catodic unde  $x_1(t)$  și  $x_2(t)$  corespund unor tensiuni alternative sinusoidale.

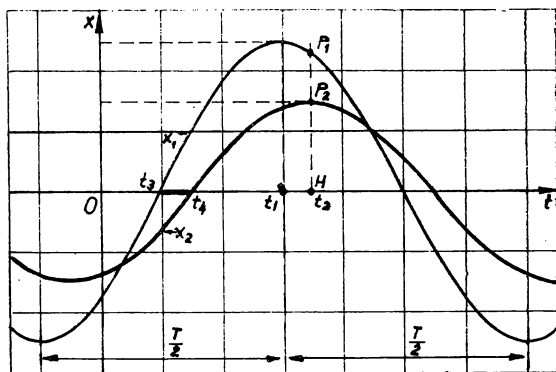


Fig. 5.4

Trebuie să se stabilească care vibrație este în avans de fază față de cealaltă și să se calculeze defazajul respectiv.

Pentru a răspunde la prima întrebare se poate proceda în trei moduri care vor fi prezentate în continuare.

Se observă că vibrația  $x_1(t)$  atinge valoarea maximă, pentru prima dată după momentul  $t = 0$ , la momentul

$t_1$  iar vibrația  $x_2(t)$ , la momentul  $t_2$ . Deoarece  $t_1 < t_2$  rezultă că  $x_1$  (care atinge valoarea maximă înaintea lui  $x_2$ ) este în avans de fază față de aceasta din urmă.

De asemenea se observă că vibrația  $x_1(t)$  se anulează, pentru prima dată după momentul  $t = 0$ , la momentul  $t_3$  iar vibrația  $x_2(t)$ , la momentul  $t_4$ . Deoarece  $t_3 < t_4$  rezultă că  $x_1$  (care devine nul înaintea lui  $x_2$ ) este în avans de fază față de acesta din urmă.

Un al treilea raționament este următorul : fie momentul  $t_2$  cînd vibrația  $x_2(t)$  este maximă ( $x_2 = \overline{HP_2}$ ); În acest moment vibrația  $x_1(t)$  (unde  $x_1 = \overline{HP_1}$ ) a depășit deja valoarea maximă pe care a atins-o la momentul  $t_1$ . Rezultă că vibrația  $x_2(t)$  este în întîrziere de fază față de vibrația  $x_1(t)$  și deci regăsim același rezultat.

Referindu-ne la graficul din figura 5.4 se observă că sinusoida  $x_2(t)$  este situată în dreapta sinusoidelor  $x_1(t)$ . S-a arătat că vibrația  $x_2(t)$  nu este, totuși în avans de fază față de vibrația  $x_1(t)$ , din contră, această vibrație  $x_2(t)$  este în întîrziere de fază față de vibrația  $x_1(t)$ . Se poate reține următoarea regulă : *fiind date două vibrații, reprezentate prin două sinusoides, cea mai apropiată de axa  $Ox$ , este în avans de fază față de cea care este mai depărtată de axa menționată.*

Pentru a calcula defazajul (se mai numește și diferență de fază) ne vom referi la figurile 5.5, 5.6 și 5.7.

Pentru figura 5.5 : Vibrațiile  $x_1(t)$  și  $x_2(t)$  se anulează, devin maxime și minime în aceleași momente. Se spune că

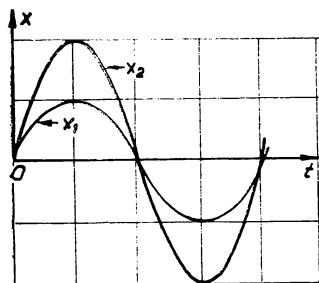


Fig. 5.5

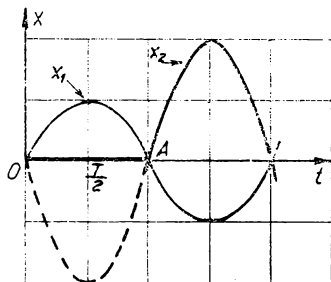


Fig. 5.6

$x_1$  și  $x_2$  sînt în concordanță de fază sau, pe scurt, în fază, ceea ce matematic se scrie  $\varphi = 0 + 2K \cdot \pi$  unde



$K = 0, 1, 2, 3, \dots$  Pe de altă parte se observă că pentru cele două vibrații menționate curbele lor reprezentative „pornesc în sus” în același momet.

Pentru figura 5.6 : Vibrațiile  $x_1(t)$  și  $x_2(t)$  se anulează în aceleași momente iar când una este maximă cealaltă este minimă și invers. Se spune că vibrațiile  $x_1$  și  $x_2$  sînt în opoziție de fază, ceea ce se scrie  $\varphi = \pi + 2K \cdot \pi$ . Între punctele  $O$  și  $A$ , care marchează momentele când curbele „pornesc în sus” există un interval  $OA = T/2$ , unde  $T$  reprezintă perioada mișcării de vibrație ( $T = 1/\nu$ ). Rezultă  $\varphi = \pi + 2K\pi$ .

În situația în care vom reprezenta două vibrații în caadratură (adică  $\varphi = \pi/4$ ) se va constata că dacă una din ele se anulează, cealaltă este minimă sau maximă iar intervalul de timp care separă punctele când curbele „pornesc în sus” este egal cu  $T/4$ .

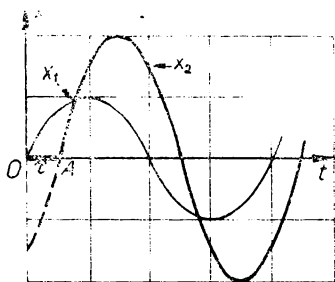


Fig. 5.7

Pentru figura 5.7 : Aceasta este un caz general. Se consideră și de data aceasta momentele pentru care curbele „pornesc în sus” (punctele  $O$  și  $A$ ). Pentru a calcula defazajul  $\varphi$  se va scrie proporționalitatea între  $OA = \tau$  și diferența de fază  $\varphi$  :

$$OA = T/2 \rightarrow \varphi = \pi$$

(pentru figura 5.6)

$$OA = \tau \rightarrow \varphi$$

(pentru figura 5.7)

rezultă

$$T/2 \tau = \pi / \varphi$$

de unde

$$\varphi (\text{exprimat în radiani}) = 2 \cdot \pi \cdot \tau / T.$$

Se poate verifica ușor faptul că pentru  $\tau = T$  se obține  $\varphi = 2\pi$ , adică vibrațiile sînt în fază.

*Exemple :*

a) Pentru figura 5.7 timpul  $\tau$  reprezintă jumătate din unitatea aleasă iar  $T$  reprezintă 4 unități, deci :

$$\tau / T = 0,5/4 = 1/8$$

iar

$$\varphi = 2 \cdot \pi/8 = \pi/4 \text{ radiani.}$$

Se poate afirma că vibrația  $x_1(t)$  este în avans de fază cu  $\pi/4$  radiani față de vibrația  $x_2(t)$ .

Considerînd ca referință vibrația  $x_1(t)$ , adică  $x_1 = X_1 \cos \omega t$ , vibrația  $x_2(t)$  se va scrie :

$$x_2 = X_2 \cos(\omega t - \pi/4).$$

Considerînd ca referință vibrația  $x_2(t)$ , adică  $x_2 = X_2 \cos \omega t$ , vibrația  $x_1(t)$  se va scrie :

$$x_1 = X_1 \cos(\omega t + \pi/4).$$

b) Pentru figura 5.4 timpul  $\tau$  reprezintă 0.5 unități iar  $T$  reprezintă 8 unități, deci :

$$\tau/T = 0,5/8 = 1/16$$

iar

$$\varphi = 2 \cdot \pi/16 = \pi/8 \text{ radiani.}$$

Se poate afirma că vibrația  $x_1(t)$  este în avans de fază cu  $\pi/8$  radiani față de vibrația  $x_2(t)$ .

Considerînd ca referință vibrația  $x_1(t)$ , adică  $x_1 = X_1 \cos \omega t$ , vibrația  $x_2(t)$  se va scrie :

$$x_2 = X_2 \cos(\omega t - \pi/8).$$

Considerînd ca referință vibrația  $x_2(t)$ , adică  $x_2 = X_2 \cos \omega t$ , vibrația  $x_1(t)$  se va scrie :

$$x_1 = X_1 \cos(\omega t + \pi/8).$$

## 5.2. Punerea în evidență cu ajutorul osciloscopului catodic a variațiilor de intensitate dintr-un circuit

Pentru un rezistor de rezistență  $R$ , figura 5.8, legea lui Ohm se poate aplica și pentru valorile momentane ale intensității și tensiunii deoarece defazajul corespunzător este nul (intensitatea și tensiunea sînt în fază).

Considerînd pozitivă intensitatea  $i$  cînd curentul circulă în sensul arătat de săgeată se poate scrie :

$$u_{MN} = V_M - V_N = R \cdot i$$

de unde

$$i = u_{MN}/R.$$

Întrucît rezistența  $R$  este o constantă rezultă că intensitatea curentului electric este proporțională cu tensiunea existentă la bornele rezistorului. În consecință se pot observa variațiile intensității  $i$  în funcție de timp vizualizînd curba corespunzătoare tensiunii la bornele rezistorului, figura 5.9. Evident, curba care apare pe ecran este cea co-

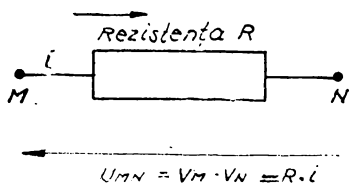


Fig. 5.8

respunzătoare tensiunii  $u_{MN}$  dar, datorită constantei  $1/R$ , se poate considera că se observă pe ecran variațiile intensității  $i$  în funcție de timp.

Exemplu :

Presupunem că  $R = 100 \Omega$ , că sensibilitatea osciloscopului este  $5 \text{ V/div}$  și că maximul curbei se obține la o valoare corespunzătoare la două diviziuni marcate pe

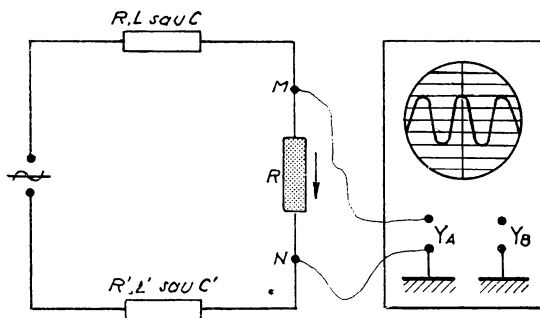


Fig. 5.9

ecran. În acest caz este posibil să calculăm atât valoarea maximă ( $I_m$ ) cît și valoarea efectivă ( $I$ ) a intensității curentului electric.

Tensiunea „vîrf la vîrf” (adică  $2 \cdot U_m$ ) corespunde la 4 diviziuni, adică la  $4 \text{ div} \cdot 5 \text{ V/div} = 20 \text{ V}$ . Rezultă că  $U_m = 10 \text{ V}$ .

Pe de altă parte :

$$U_m = R \cdot I_m$$

de unde

$$I_m = U_m / R = 10 \text{ V} / 100 \Omega = 0,1 \text{ A}$$

iar

$$I = I_m / \sqrt{2} = 0,1 \text{ A} / 1,41 \simeq 71 \text{ mA}.$$

### 5.3. Studiul circuitului RLC serie de curent alternativ

#### 5.3.1. Montaje practice care folosesc osciloscopul catodic

Următoarele două montaje sînt folosite frecvent :

a) *Montajul 1* (figura 5.10)

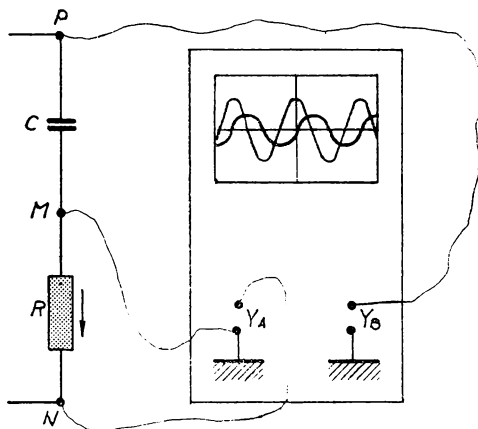


Fig. 5.10

Pe intrarea  $Y_4$  a unui osciloscop catodic prevăzut cu un comutator electronic se aplică tensiunea existentă la

bornele rezistorului  $R$ , adică  $u_{MN}$ . Așa cum s-a arătat mai înainte, intensitatea curentului electric  $i$  va fi proporțională cu  $u_{MN}$ , deci putem considera că pe ecran este vizualizată 'curba corespunzătoare acestei intensități.

Pe intrarea  $Y_B$  a osciloscopului catodic se aplică tensiunea  $u_{PN}$  (deoarece masa osciloscopului este legată la punctul  $N$ ). Pe ecran apar variațiile tensiunii existente la bornele circuitului  $RL$ .

Se va observa pe ecran că tensiunea  $u_{PN}$  este în avans de fază față de intensitatea  $i$ .

b) *Montajul 2* (figura 5.11)

În acest caz punctul  $M$  este legat la masa osciloscopului catodic și în consecință pe intrarea  $Y_A$  se aplică ten-

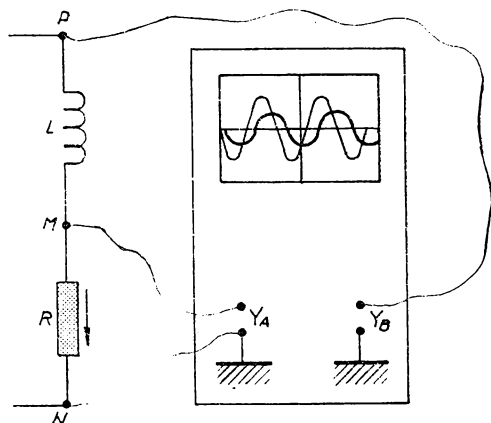


Fig. 5.11

siunea  $u_{NM} = V_N - V_M$ . Ținând seama de sensul indicat de săgeată, această tensiune va fi egală cu :

$$u_{NM} = - R \cdot i$$

de unde

$$i = - u_{NM}/R.$$

Rezultă că pe ecran curba care apare este în opoziție de fază față de intensitatea curentului electric  $i$ .

Pe intrarea  $Y_B$  a osciloscopului catodic se aplică tensiunea  $u_{PN}$  existentă la bornele condensatorului.

Pe ecran se va observa că tensiunea  $u_{PM}$  este în avans cu  $\pi/4$  radiani față de curba „ $-i$ ” și deci, este întârziată cu  $\pi/4$  radiani față de intensitatea  $i$ .

Reamintim, înaintea de a trece la câteva aplicații practice, convenția folosită pentru semnele intensității și tensiunii electrice.

Se alege un sens pozitiv pentru intensitatea curentului electric (sensul indicat de săgeată din figura 5.12. În acest caz :

— intensitatea curentului electric este considerată pozitivă dacă prin rezistor curentul trece în sensul indicat de săgeată și invers ;



Fig. 5.12

— tensiunea  $u$  la bornele rezistorului este, prin convenție, considerată pozitivă când se urmează sensul indicat de săgeată, adică se întâlnește întâi punctul  $M$  și apoi punctul  $N$ , deci :

$$u_{MN} = V_M - V_N = R \cdot i$$

sau

$$u_{NM} = V_N - V_M = - R \cdot i.$$

Această convenție justifică considerațiile făcute în legătură cu cele două montaje descrise anterior.

### 5.3.2. Studiul unui circuit RC serie de curent alternativ

Fie un rezistor de rezistență  $R$  și un condensator de capacitate  $C$  legate în serie la bornele unei surse de curent alternativ sinusoidal, figura 5.13.

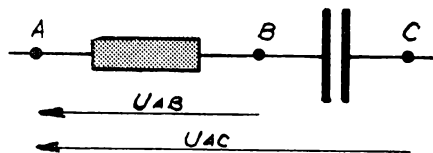


Fig. 5.13

Se leagă un osciloscop catodic prevăzut cu un comutator electronic astfel încît să vizualizăm tensiunile momentane  $u_{AB}$  și  $u_{AC}$ . Să considerăm că în acest caz, pe ecran, se vor obține curbele arătate în figura 5.14.

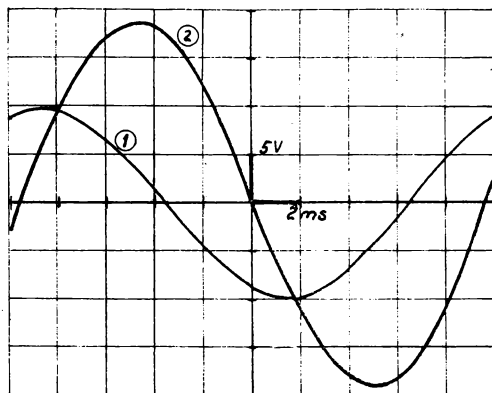


Fig. 5.14

Presupunem că baza de timp a osciloscopului catodic este aleasă astfel încît o diviziune pe orizontală să corespundă la o durată de 2 ms (se spune 2 ms/div) iar sensibilitatea amplificatorului vertical este astfel aleasă încît o diviziune pe verticală să corespundă la 5 V (se spune 5 V/div).

În primul rînd trebuie să identificăm cele două curbe obținute adică să stabilim care este tensiunea  $u_{AB}$  (despre care știm că este proporțională cu intensitatea curentului electric) și care este tensiunea  $u_{AC}$ .

$$\begin{aligned} \text{Deoarece } U_{AB} &= R \cdot I \text{ și } U_{AC} = Z \cdot I \text{ unde } Z = \\ &= \sqrt{R^2 + 1/\omega^2 C^2} \text{ rezultă :} \\ &Z > R \end{aligned}$$

adică

$$U_{AC} > U_{AB}$$

deci

$$(U_{AC})_m > (U_{AB})_m.$$

Cu alte cuvinte tensiunea  $u_{AB}$  este reprezentată prin curba 1 (cu amplitudinea mai mică) iar tensiunea  $u_{AC}$  este reprezentată prin curba 2 (care are amplitudinea mai mare).

Fiind cunoscută rezistența  $R$  (fie  $R = 100 \Omega$ ) se poate afla impedanța  $Z$  a circuitului astfel :

$$(U_{AB})_m = R \cdot I_m$$

și

$$(U_{AC})_m = Z \cdot I_m$$

de unde

$$Z/R = (U_{AC})_m / (U_{AB})_m.$$

În reprezentarea din figura 5.14 se observă că  $(U_{AC})_m$  are aproximativ 3,8 diviziuni iar  $(U_{AB})_m$  are două diviziuni, deci :

$$Z/R = 3,8/2 = 1,9$$

de unde

$$Z = 1,9 R = 1,9 \cdot 100 \Omega = 190 \Omega.$$

Vom determina în continuare defazajul între tensiunea  $u_{AC}$  și intensitatea  $i_{AC}$ .

Pentru aceasta să considerăm că prin circuit sensul pozitiv pentru intensitatea curentului electric este de la  $A$  către  $C$ . În acest caz se poate scrie :

$$u_{AB} = R \cdot i_{AC} = R \cdot i_{AB}$$

( $i_{AB} = i_{AC}$  deoarece elementele de circuit sînt legate în serie și deci sînt parcurse de același curent).

Curba 1 (figura 5.14) corespunde tensiunii  $u_{AB}$  și este, după cum s-a arătat în paragraful 5.1.2, proporțională cu  $i_{AB}$  sau  $i_{AC}$ . Curba 2, care are amplitudinea mai mare, reprezintă tensiunea  $u_{AC}$ .

Din reprezentarea grafică se observă că există un defazaj între cele două curbe și anume curba 1 este în avans de fază față de curba 2. Ne propunem să calculăm acest defazaj.

Intervalul de timp  $\tau$  care separă momentele pentru care cele două curbe „pornesc în jos” este de aproximativ



1,8 diviziuni iar perioada  $T$  are aproximativ 9,6 diviziuni.  
Se poate scrie :

$$9,6 \text{ div} \leftrightarrow 2 \cdot \pi$$

$$1,8 \text{ div} \leftrightarrow \varphi$$

de unde

$$\varphi = 1,8 \cdot 2 \cdot \pi / 9,6 \simeq 0,375 \cdot \pi \simeq 1,18 \text{ radiani.}$$

Putem afirma că intensitatea  $i$  este în avans de fază cu  $\varphi = 1,18$  radiani față de tensiunea  $u_{AC}$  sau că tensiunea  $u_{AC}$  este în urmă cu 1,18 radiani față de intensitatea  $i$ .

Să considerăm acum că momentul ales ca origine a timpului este acela în care intensitatea  $i_{AB}$  (sau  $i$ ) trece printr-o valoare maximă.

Ne propunem să scriem expresiile, în funcție de timp, ale tensiunilor  $u_{AB}$  și  $u_{AC}$ .

Deoarece  $u_{AB} = R \cdot i_{AB}$  rezultă că și tensiunea  $u_{AB}$  va trece printr-o valoare maximă la momentul inițial  $t = 0$ . Se poate scrie :

$$u_{AB} = (U_{AB})_m \cos \omega t.$$

Din reprezentarea grafică se constată, pe de o parte, că

$$(U_{AB})_m = 2 \text{ div} \cdot 5 \text{ V/div} = 10 \text{ V}$$

și pe de altă parte

$$T = 9,6 \text{ div} \cdot 2 \text{ ms/div} = 19,2 \text{ ms}$$

adică

$$\omega = 2 \cdot \pi / T = 327 \text{ Hz.}$$

Rezultă

$$u_{AB} = 10 \cdot \cos 327 \cdot t.$$

Pentru tensiunea  $u_{AC}$  se poate scrie :

$$(U_{AC})_m = 3,8 \text{ div} \cdot 5 \text{ V/div} = 19 \text{ V}$$

și

$$u_{AC} = 19 \cdot \cos (327 \cdot t - 1,18).$$

### 5.3.3. Studiul unui circuit RLC serie

#### A) Varianta 1

Montajul arătat în figura 5.15 conține, legate în serie la bornele unei surse de curent alternativ sinusoidal, trei elemente de circuit și anume : un rezistor, o bobină și un condensator.

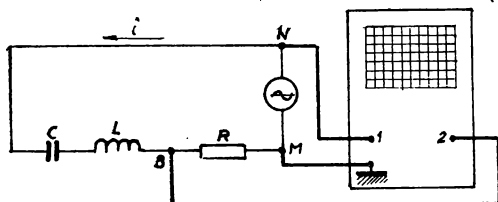


Fig. 5.15

Să considerăm că rezistorul are o rezistență  $R = 10 \Omega$ , bobina are o inductanță  $L$  și o rezistență neglijabilă, condensatorul are capacitatea  $C$  iar sursa are la borne o tensiune efectivă  $U = 10 \text{ V}$ .

Se studiază acest circuit cu ajutorul unui osciloscop catodic prevăzut cu un comutator electronic. Pe intrarea 1 este aplicată tensiunea  $u_{NM}$  iar pe intrarea 2 este aplicată tensiunea  $u_{BM}$ . Pe ecranul osciloscopului catodic se vizualizează curbele prezentate în figura 5.16.

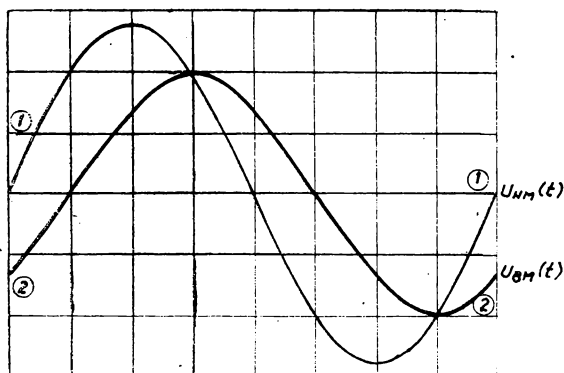


Fig. 5.16

Fie scara absciselor de 2,5 ms/div iar cea a ordonatelor de 5 V/div.

Să considerăm că la momentul inițial  $t = 0$  tensiunea  $u_{NM}$  este maximă.

Ne propunem să stabilim expresiile tensiunilor instantanee  $u_{NM}$  și  $u_{BM}$ . Pentru aceasta vom calcula în primul rând perioada  $T$  care corespunde la 8 diviziuni, adică :

$$T = 8 \text{ div} \cdot 2,5 \text{ ms/div} = 0,02 \text{ s.}$$

Frecvența  $\nu$  va fi :

$$\nu = 1/T = 1/0,02 \text{ s} = 50 \text{ Hz}$$

iar pulsația

$$\omega = 2 \cdot \pi \cdot \nu = 100 \cdot \pi \text{ Hz.}$$

Ținând seama de indicația anterioară, anume că la momentul  $t = 0$  tensiunea  $u_{NM}$  este maximă, vom constata că acest moment corespunde la a doua diviziune din stînga, figura 5.16.

Tensiunea instantanee  $u_{NM}$ , fiind maximă la momentul inițial, va fi descrisă de funcția trigonometrică cosinus, aducă :

$$u_{NM} = (U_{NM})_m \cos \omega t$$

unde

$$(U_{NM})_m \simeq 2,8 \text{ div} \cdot 5 \text{ V/div} \simeq 14 \text{ V.}$$

Valoarea maximă poate fi calculată și din datele enunțului și anume  $U = 10 \text{ V}$ . Rezultă :

$$(U_{NM})_m = U \sqrt{2} = 10 \text{ V} \cdot 1,41 = 14,1 \text{ V.}$$

Expresia tensiunii instantanee  $u_{NM}$  devine :

$$u_{NM} = 14,1 \cos 100 \cdot \pi \cdot t.$$

În cazul în care dorim să exprimăm tensiunea  $u_{NM}$  cu ajutorul funcției „sinus“ vom aplica formula trigonometrică

$$\cos \alpha = \sin(\alpha + \pi/2)$$

și obținem

$$u_{NM} = 14,1 \sin(100 \cdot \pi \cdot t + \pi/2).$$

Pentru a exprima tensiunea instantanee  $u_{BM}$  trebuie să calculăm, în primul rând, valoarea ei maximă și, în al doilea rând, defazajul  $\varphi$ .

Se observă din reprezentarea grafică că valoarea maximă corespunde la 2 diviziuni, deci :

$$(U_{BM})_m = 2 \text{ div} \cdot 5\text{V/div} = 10 \text{ V.}$$

Diferența de fază  $\varphi$  se determină considerînd intervalul de timp  $\tau$  care separă cele două puncte în care sinusoidale „pornesc în sus”. Din figura 5.16 se observă că acestui timp  $\tau$  îi corespunde 1 diviziune, adică  $2,5 \cdot 10^{-3}$  s. Se poate scrie :

$$\begin{aligned} T &= 0,02 \text{ s} \leftrightarrow 2 \cdot \pi \\ \tau &= 2,5 \cdot 10^{-3} \text{ s} \leftrightarrow \varphi \end{aligned}$$

de unde

$$\varphi = 2 \cdot \pi \cdot 2,5 \cdot 10^{-3} / 2 \cdot 10^{-2} = 0,25 \cdot \pi = \pi/4 \text{ radiani.}$$

Deoarece sinusoida 2 (corespunzătoare tensiunii  $u_{BM}$ ) este situată în dreapta sinusoidelor 1 (corespunzătoare tensiunii  $u_{NM}$ ), rezultă că  $u_{BM}$  este în urma tensiunii  $u_{NM}$  cu  $\pi/4$  radiani. Se poate scrie :

$$u_{BM} = (U_{BM})_m \cos(\omega \cdot t - \pi/4) = 10 \cdot \cos(100 \cdot \pi \cdot t - \pi/4).$$

Ne propunem, în continuare, să determinăm valoarea efectivă  $I$  a intensității curentului electric ce trece prin circuit, impedanța  $Z$  a acestuia și defazajul dintre tensiunea la borne și intensitate.

Conform sensului curentului electric precizat prin săgeata din figura 5.15 se poate scrie :

$$u_{BM} = R \cdot i$$

sau

$$(U_{BM})_m = R \cdot I_m$$

de unde

$$I_m = (U_{BM})_m / R = 10 \text{ V} / 10 \Omega = 1 \text{ A.}$$

Rezultă că intensitatea efectivă este :

$$I = I_m / \sqrt{2} = 1 \text{ A} / 1,41 \simeq 0,707 \text{ A.}$$

Impedanța  $Z$  a circuitului se poate calcula astfel :

$$Z = U/I = 10 \text{ V} / 0,707 \text{ A} = 14,1 \Omega.$$

Pentru evaluarea defazajului dintre tensiunea la bornele circuitului și intensitate, care de data aceasta este luată ca referință, observăm pe figura 5.16 că  $u_{NM}$  este înaintea intensității cu o diviziune, ceea ce corespunde unui defazaj egal cu  $\pi/4$  radiani. Cu alte cuvinte, dacă

$$i = I_m \cos \omega t$$

atunci

$$u_{NM} = (U_{NM})_m \cos(\omega \cdot t + \pi/4).$$

În încheiere vom arăta că în situația în care cunoaștem valoarea capacității condensatorului (fie  $C = 20 \mu\text{F}$ ) se poate calcula inductanța  $L$  a bobinei.

Pentru aceasta vom ține seama de valoarea defazajului calculat și vom scrie :

$$\operatorname{tg} \varphi = \operatorname{tg} \pi/4 = 1.$$

Pe de altă parte se știe că :

$$\operatorname{tg} \varphi = (L \cdot \omega - 1/C \cdot \omega)/R.$$

Egalînd expresiile scrise pentru funcția trigonometrică se obține :

$$L \cdot \omega - 1/C \cdot \omega = R$$

de unde

$$L = R/\omega + 1/C \omega^2.$$

Efectuînd calculele se obține :

$$L \cong 0,53 \text{ H}.$$

### B) Varianta 2

O porțiune de circuit  $MN$  conține, legate în serie, următoarele elemente : un rezistor de rezistență  $R$  variabilă, o bobină de inductanță  $L = 1 \text{ H}$  avînd rezistența  $r = 20 \Omega$  și un condensator de capacitate  $C$  variabilă, figura 5.17.

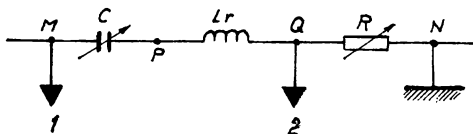


Fig. 5.17

Se aplică între  $M$  și  $N$  o tensiune  $u_{MN}$  alternativă sinusoidală, de pulsație  $\omega$  variabilă:

$$u_{MN} = 3\sqrt{2} \cos \omega \cdot t \text{ (volți).}$$

Pentru studiul acestui circuit se folosește un osciloscop catodic prevăzut cu un comutator electronic. Pe intrarea 1 a osciloscopului se aplică tensiunea  $u_{MN}$  și pe intrarea 2 tensiunea  $u_{QN}$ . Baleiajul orizontal corespunde la 2 ms/div iar sensibilitatea amplificatorului vertical este aceeași pentru ambele intrări.

Se fixează  $R = 100 \Omega$  și se obține pe ecran reprezentarea din figura 5.18, *a*. Trebuie să deducem din această figură pulsația  $\omega$ , tensiunea efectivă la bornele rezistorului

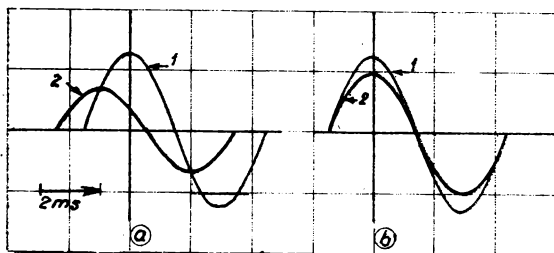


Fig. 5.18

$R$  și valoarea defazajului  $\varphi$  existent între tensiunea  $u_{MN}$  și intensitatea curentului electric  $i$  ce trece prin circuit. De asemenea ne propunem să stabilim expresia intensității instantanee și valoarea capacității  $C$  a condensatorului existent în montaj.

Se observă că perioadei  $T$  îi corespund 3 diviziuni, deci :

$$T = 3 \text{ div} \cdot 2 \text{ ms/div} = 6 \text{ ms}$$

iar

$$\omega = 2\pi/T = 1,05 \cdot 10^3 \text{ Hz.}$$

Din expresia tensiunii  $u_{MN}$  se constată că

$$(U_{MN})_m = 3\sqrt{2} \text{ V} = 4,24 \text{ V}$$

iar din figura 5.18,  $\alpha$  :

$$(U_{MN})_m / (U_{QN})_m = 13/7$$

de unde

$$(U_{QN})_m = 7 \cdot (U_{MN})_m / 13 = 7 \cdot 4,24 \text{ V} / 13 \simeq 2,28 \text{ V}$$

iar

$$U_{QN} = (U_{QN})_m / \sqrt{2} = 2,28 \text{ V} / \sqrt{2} \simeq 1,6 \text{ V}.$$

Curba 2 (care reprezintă tensiunea  $u_{QN}$ , cu alte cuvinte este proporțională cu intensitatea  $i$ ) este în avans de fază față de curba 1 (corespunzătoare tensiunii  $u_{MN}$ ) deoarece se află situată „în stînga” acestuia. Se poate scrie :

$$|\varphi| = 2 \cdot \pi \cdot 0,5/3 = \pi/3 \text{ radiani}.$$

Reamintim că  $\varphi$  reprezintă defazajul dintre tensiunea  $u_{MN}$  și intensitatea curentului electric. Cum intensitatea  $i$  este înaintea tensiunii  $u_{MN}$  (cu alte cuvinte tensiunea  $u_{MN}$  este în urma intensității  $i$ ) rezultă :

$$\varphi = -\pi/3 \text{ radiani}.$$

Pentru a stabili expresia intensității curentului electric vom calcula în primul rînd valoarea ei maximă astfel :

$$I_m = (U_{QN})_m / R \simeq 2,28 \text{ V} / 100 \Omega \simeq 2,3 \cdot 10^{-2} \text{ A}.$$

Întrucît intensitatea curentului electric  $i$  este înaintea tensiunii  $u_{MN}$  se poate scrie :

$$i = I_m \cos(\omega \cdot t + \pi/3) \simeq 2,3 \cdot 10^{-2} \cos(1,05 \cdot 10^3 t + \pi/3) \text{ amperi}.$$

Pentru a calcula valoarea capacității  $C$  a condensatorului folosit vom ține seama că :

$$\operatorname{tg} \varphi = \operatorname{tg}(-\pi/3) \simeq -1,73$$

$$\operatorname{tg} \varphi = (L \cdot \omega - 1/C \cdot \omega) / R.$$

Egalînd expresiile funcției trigonometrice  $\operatorname{tg} \varphi$  se obține :

$$1/C \cdot \omega = L \cdot \omega + 1,73 \quad (R + r) \simeq 1225 \Omega.$$

Efectuînd calculele se obține :

$$C \simeq 7,6 \cdot 10^{-7} \text{ F} \simeq 0,76 \mu\text{F}.$$

În continuare ne propunem să stabilim care din parametrii  $C$  sau  $\omega$  trebuie să modificăm pentru a obține curbele din figura 5.18,  $b$ .

Se observă din desen că intensitatea și tensiunea sînt în fază; cu alte cuvinte circuitul este la rezonanță. În această situație se poate aplica formula lui Thomson :

$$L \cdot C \cdot \omega^2 = 1.$$

Din figura 5.18,  $b$  se constată că perioada  $T$ , deci și  $\omega$ , nu se modifică (numărul de diviziuni corespunzătoare perioadei  $T$  a rămas același). Rezultă din formula lui Thomson :

$$C = 1/L \cdot \omega^2 = 1/1H \cdot (1,05 \cdot 10^3)^2 \text{ Hz}^2 \cong 0,91 \cdot 10^{-6} \text{ F} \cong 0,91 \mu\text{F}.$$

În cadrul exemplelor prezentate se constată că folosind un osciloscop catodic prevăzut cu un comutator electronic, bazat fie pe principiul eşantionării fie pe cel al alternanței, se poate studia cu ușurință un circuit serie de curent alternativ sinusoidal.

## 5.4. Analiza funcționării unui etaj modulator

Modulația este procesul prin care se modifică unul sau mai mulți parametri ai unui semnal electric, numit semnal purtător, în raport cu variațiile unor mărimi caracteristice ale altui semnal electric, numit semnal modulator. În urma acestui proces rezultă un semnal modulat.

Trebuie menționat faptul că modificările care se introduc în caracterul semnalului purtător au loc lent în comparație cu oscilațiile respective.

După parametrul supus variației, modulația poate fi :  
a) de amplitudine; b) de frecvență și c) de fază.

Ne vom ocupa, în cele ce urmează, numai de primul tip și anume de modulația de amplitudine (MA).

Una din mărimile caracteristice acestui proces este gradul de modulație „ $m$ ” definit prin raportul dintre variația  $\Delta U$  a amplitudinii semnalului modulat față de valoarea sa medie  $\bar{U}_{med}$  și acea valoare :

$$m = \Delta U / \bar{U}_{med}.$$



Se poate realiza un etaj modulator folosind doar câteva tranzistoare și elementele de circuit aferente.

Funcționarea acestui etaj poate fi studiată cu ajutorul unui osciloscop catodic pe ecranul căruia vom vizualiza semnalul modulat. În acest mod vom putea determina gradul de modulație, vom putea aprecia nivelul distorsiunilor introduse de etajul modulator și, evident, modifica anumite valori ale mărimilor caracteristice elementelor componente pentru ca aceste distorsiuni să fie minime. Pe de altă parte aparatul pe care îl vom descrie poate fi folosit și ca generator de radiofrecvență modulat în amplitudine pentru acordarea radioreceptoarelor de tip superheterodină.

Etajul modulator folosește un tranzistor cu efect de câmp cu joncțiuni de tipul BFW-10 în montaj cu sursa la masă. Reamintim că aceste tipuri de tranzistoare sînt formate dintr-un cristal semiconductor prevăzut pe două fețe opuse cu contacte ohmice, figura 5.19. Aceste contacte se leagă la bornele unei surse de curent continuu. Contactul legat la borna negativă se numește sursă și s-a notat cu „S” iar cel legat la bornă pozitivă se numește drenă și s-a notat cu „D”. Pe două din fețele laterale ale cristalului semiconductor se formează două regiuni p-n. Aceste regiuni sînt legate între ele din punct de vedere electric și formează electrodul numit poartă (sau grilă),

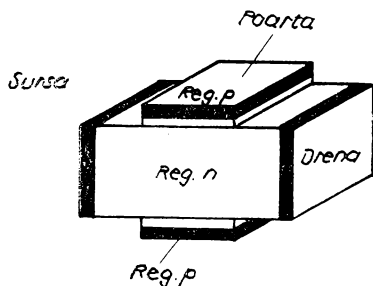


Fig. 5.19

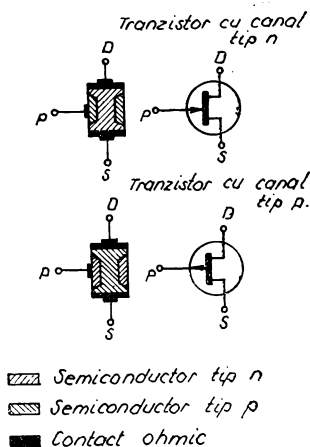


Fig. 5.20

notat cu,  $P''$ . Există două tipuri de astfel de tranzistoare : cu canal de tip  $n$  și cu canal de tip  $p$ . Structurile și simbolurile acestor tranzistoare sînt arătate în figura 5.20.

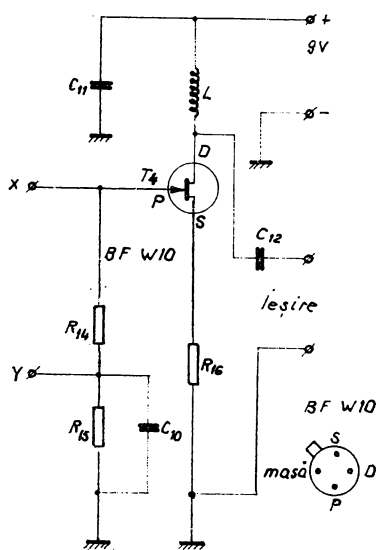


Fig. 5.21

În figura 5.21 este arătată schema electrică a etajului modulator. Semnalul de audiofrecvență (modulator) este aplicat la intrarea  $Y$  a etajului menționat, în paralel cu tensiunea de polarizare, iar semnalul de radiofrecvență (purător) este aplicat la intrarea  $X$  a aceluiași etaj.

Caracteristicile etajelor modulate pe poartă (sau pe bază, la tranzistoarele bipolare) sînt mai puțin liniare decît cele modulate pe drenă (sau colector). Prin alegerea unor valori corespunzătoare ale rezistențelor rezistoarelor  $R_{14}$  și  $R_{15}$  distorsiunile pot fi

micsorate suficient de mult astfel încît, funcționarea etajului modulator să fie suficient de bună.

În figura 5.22 este arătată forma semnalelor modulate care pot fi vizualizate pe ecranul osciloscopului catodic pentru două perechi de valori ale rezistențelor menționate.

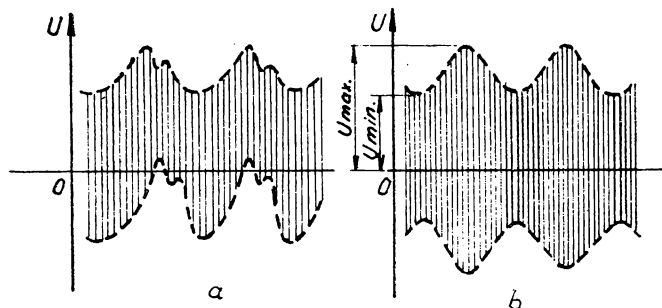


Fig. 5.22

Semnalul arătat în figura 5.22, *a* corespunde situației în care  $R_{14} = 15 \text{ k}\Omega$  și  $R_{15} = 5 \text{ k}\Omega$ . Se observă că semnalul modulat este puternic distorsionat.

În cazul arătat în figura 5.22 *b* când  $R_{14} = 8 \text{ k}\Omega$  și  $R_{15} = 2,5 \text{ k}\Omega$  se observă că amplitudinea semnalului modulator variază sinusoidal în timp, ceea ce reflectă faptul că etajul modulator nu introduce practic distorsiuni.

Modificând, deci, valorile rezistențelor menționate și urmărind forma semnalului modulat pe ecranul osciloscopului catodic se poate efectua ușor și rapid un reglaj corect al etajului modulator.

Din figura 5.21 se observă că s-a folosit ca sarcină a acestui etaj o bobină notată cu „*L*” a cărei inductanță are o valoare de aproximativ  $150 \mu\text{H}$ . Această bobină se realizează pe o carcasă cu diametrul de 5 mm și conține mai multe straturi totalizând 480 spire din sîrmă de cupru emailat cu diametrul de 0,12 mm; lungimea înfășurării este de 6 mm.

Oscilatorul de radiofrecvență este realizat tot cu un tranzistor cu efect de cîmp de același tip (BFW-10). Montajul folosit se numește „Hartley” cu drenă comună. Acest tip de oscilator are o largă întrebuințare pe de o parte că se poate utiliza un condensator variabil legat cu o bornă la masă și pe de altă parte pentru că poate fi întrebuințat pînă la frecvențe relativ mari (zeci de MHz). Schema de principiu a oscilatorului de radiofrecvență este arătată în figura 5.23. Bobina  $L_0$  se realizează înfășurînd 120 spire dispuse în trei secțiuni, avînd 40 spire fiecare, pe o carcasă cu diametrul de 8 mm care este prevăzută cu un miez de ferită. Priza este luată la a 15-a spirală față de masă iar sîrma folosită este tot din cupru emailat cu diametrul de 0,12 mm, figura 5.24.

Semnalul de audiofrecvență de o formă oarecare se obține de la un amplificator de audiofrecvență prevăzut la intrare cu un microfon sau cu o doză P.U. În cazul în care dorim să modulăm oscilația de radiofrecvență cu un semnal sinusoidal vom folosi oscilatorul de audiofrecvență a cărui schemă este arătată în figura 5.25. În ambele situații semnalele se aplică la nitrarea *Y* a etajului modulator. Oscilatorul prezentat în figura 5.25 este de tip „Colpitts” și este realizat cu tranzistorul  $T_1$  de tip BC 107. Transformatorul *Tr* are raportul de transformare egal cu

3. În montajul descris s-a utilizat un transformator cu miez de ferită de tipul celor folosite la jocurile electronice muzicale. Acest transformator are în primar 900 spire din sîrmă de cupru emailat cu diametrul de 0,12 mm iar în

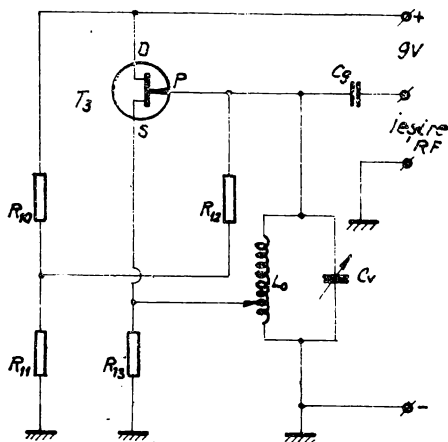


Fig. 5.23

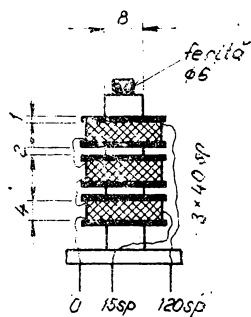


Fig. 5.24

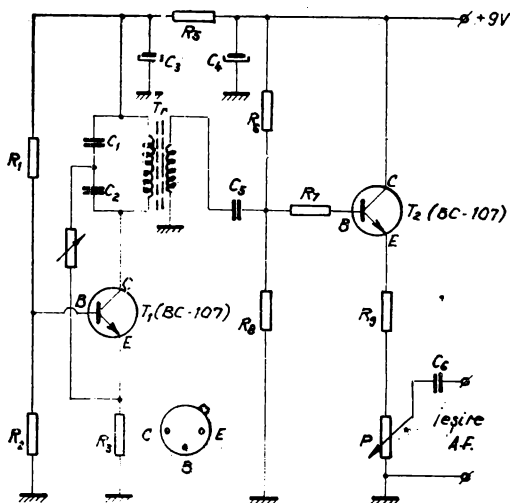


Fig. 5.25

secundar 300 de spire din aceeași sîrmă. Se mai poate utiliza, cu rezultate bune, un transformator de la oscilatorul blocking al unui televizor. Cu valorile din schemă se obține un semnal cu frecvență de aproximativ 1500 Hz. Această valoare poate fi modificată prin ajustarea valorilor condensatoarelor  $C_1$  și  $C_2$ . Cu ajutorul rezistorului variabil  $R_4$  se reglează gradul de reacție al oscilatorului pentru a obține un semnal cu distorsiuni minime. Acest reglaj se efectuează vizualizînd pe ecranul unui osciloscop catodic semnalul de audiofrecvență.

Semnalul sinusoidal de audiofrecvență este aplicat unui etaj separator, realizat cu tranzistorul  $T_2$ , de tipul BC 107, montat ca repetor pe emitor. Acest etaj are rolul de a nu permite celorlalte etaje ale aparatului să influențeze asupra funcționării oscilatorului de audiofrecvență.

Schema bloc a întregului aparat este arătată în figura 5.26 iar schema electrică în figura 5.27. Cu ajutorul potențiometrului  $P$  se poate regla gradul de modulație de la valoarea zero pînă la aproximativ 60%. Tranzistoarele cu efect de cîmp pot fi înlocuite cu tranzistoare bipolare, de tipul BC 107, cu condiția de a realiza polarizările corespunzătoare.

În continuare vom prezenta modul de determinare, cu ajutorul osciloscopului catodic, a gradului de modulație  $m$ .

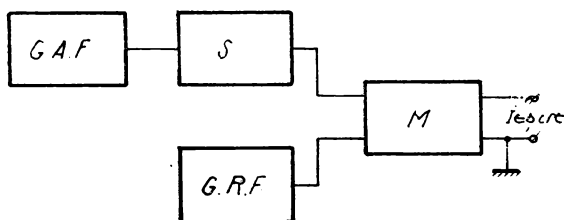


Fig. 5.26

Deoarece variația  $\Delta U$  a amplitudinii semnalului modulat față de valoarea sa medie este

$$\Delta U = (U_{max} - U_{min})/2$$

iar valoarea sa medie

$$U_{med} = (U_{max} + U_{min})/2$$

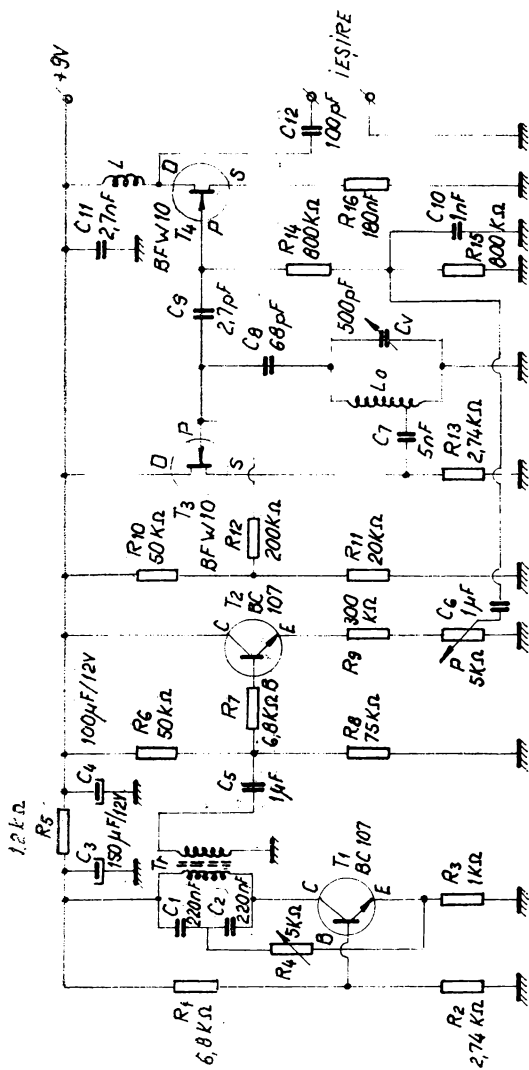


Fig. 5.27

rezultă

$$m = \Delta U / U_{med} = (U_{max} - U_{min}) / (U_{max} + U_{min})$$

În situația în care exprimăm gradul de modulație în procente se poate scrie :

$$m = \frac{U_{max} - U_{min}}{U_{max} + U_{min}} \cdot 100\%$$

Fixăm cursorul potențiometrului  $P_1$  într-o poziție oarecare și observăm forma semnalului modulat pe ecranul osciloscopului catodic. Să presupunem că obținem un semnal de forma celui arătat în figura 5.22, *b*.

Tensiunile  $U_{max}$  și  $U_{min}$  pot fi exprimate și în unități arbitrare, de exemplu număr de diviziuni pe ecranul osciloscopului catodic. Pentru  $U_{max}$  s-au găsit 4 diviziuni iar pentru  $U_{min}$  2,5 diviziuni. Rezultă :

$$m = (4 - 2,5) \cdot 100\% / (4 + 2,5) = 1,5 \cdot 100\% / 6,5 \simeq 23\%.$$

Cunoscînd sensibilitatea amplificatorului vertical al osciloscopului catodic, de exemplu 0,2 V/div, putem exprima tensiunile menționate și în volți :

$$U_{max} = 4 \text{ div} \cdot 0,2\text{V/div} = 0,8\text{V}$$

$$U_{min} = 2,5 \text{ div} \cdot 0,2\text{V/div} = 0,5\text{V}.$$

Gradul de modulație va fi :

$$m = (0,8 - 0,5) \cdot 100\% / (0,8 + 0,5) \simeq 23\%$$

adică se obține același rezultat.

Se constată că determinarea gradului de modulație se poate face extrem de comod folosind un osciloscop catodic.

Banda de frecvență a oscilatorului de radiofrecvență este cuprinsă între 400 kHz și 500 kHz. Avînd în vedere că frecvențele intermediare cele mai utilizate în receptoarele superheterodină sînt în jur de 455 kHz, deci cuprinse în banda menționată, acest aparat poate fi folosit pentru alinierea (acordarea) filtrelor de frecvență intermediară la astfel de radioreceptoare.

## 5.5. Analiza funcționării unui etaj detector

### 5.5.1. Detecția semnalelor modulate în amplitudine

Informația conținută într-un semnal modulat în amplitudine poate fi extrasă din acest semnal prin procesul de detecție realizat într-un etaj special numit etaj detector. Detecția este procesul invers modulației și constă în refacerea semnalului modulator adică producerea unui semnal care să prezinte aceeași variație în timp ca și înfășurătoarea semnalului modulat.

În principiu etajul detector conține un circuit neliniar și un filtru, de obicei „trece bandă”, figura 5.28. Un circuit neliniar nu respectă legea lui Ohm întrucât impedanța lui este o funcție de tensiunea care i se aplică. Cu alte cuvinte intensitatea curentului electric ce trece prin circuit nu variază direct proporțional cu tensiunea aplicată la intrarea lui ci conform unei legi mai complicate. Ca exemple de circuite neliniare menționăm cele care conțin tranzistoare bipolare, transistoare cu efecte de câmp și diode semi conductoare. Filtrul folosit, de tipul „trece bandă”, lasă să treacă fără atenuare mare oscilațiile dintr-o anumită

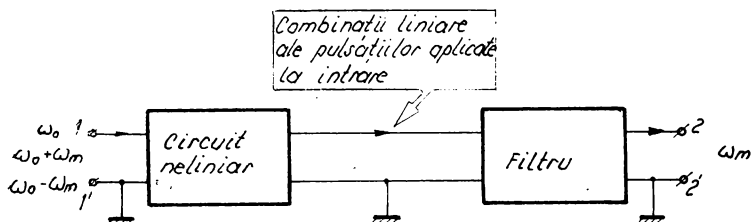


Fig. 5.28

bandă de frecvență. În figura 5.29 sunt arătate două exemple de filtre „trece bandă” și caracteristica lor de frecvență (pulsație); s-a notat cu  $\omega_1$  pulsația limită inferioară și cu  $\omega_2$  pulsația limită superioară. Oscilațiile cu pulsația mai mică decât  $\omega_1$  sau mai mare decât  $\omega_2$  sunt puternic atenuate și în consecință nu pot trece prin filtru. Pulsațiile



limită, numite și pulsații de tăiere, pot fi calculate cu ajutorul relațiilor :

$$\omega_1 = \omega_0(\sqrt{1+k} - k)$$

$$\omega_2 = \omega_0(\sqrt{1+k} + k)$$

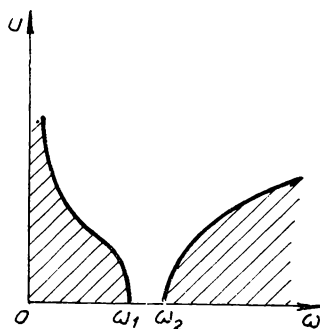
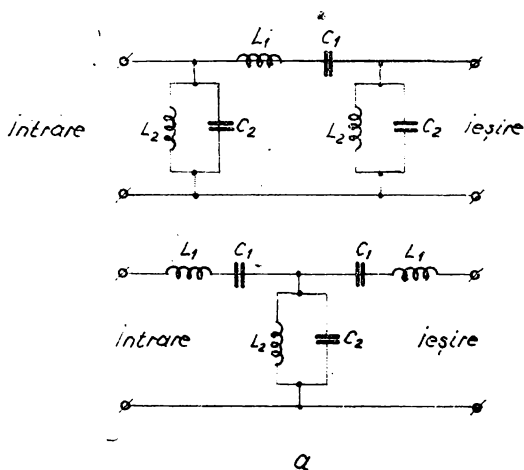


Fig. 5.29 a,b

b

în care

$$k = L_2/L_1 = C_1/C_2$$

iar

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}} = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_2}} = \sqrt{\omega_1 \cdot \omega_2}.$$

Să presupunem că semnalul aplicat la intrarea etajului detector este un semnal de radiofrecvență modulat în amplitudine cu o oscilație sinusoidală, adică de forma :

$$u = U_0 \cos \omega_0 t + \frac{m U_0}{2} \cos(\omega_0 + \omega_m) t + \frac{m U_0}{2} \cos(\omega_0 - \omega_m) t$$

în care  $U_0$  este amplitudinea oscilației purtătoare,  $\omega_0$  este pulsația acestei oscilații,  $\omega_m$  reprezintă pulsația semnalului modulator iar  $m$  este gradul de modulație. Acest semnal conține trei componente avînd pulsațiile  $\omega_0$ ,  $\omega_0 + \omega_m$  și  $\omega_0 - \omega_m$ .

La semnale mari aplicate unui circuit nelinier apare un fenomen numit intermodulație. Acest fenomen constă în apariția, la ieșirea circuitului, a unor componente de frecvență  $\pm n_1 \omega_1 \pm n_2 \omega_2$  unde  $n_1$  și  $n_2$  sînt numere întregi, deci constă în apariția unor combinații liniare ale frecvențelor aplicate la intrare. În cazul circuitului discutat, una dintre aceste combinații are valoarea  $\omega_m$  și amplitudinea proporțională cu gradul de modulație  $m$ . Această componentă este selectată de filtru și reproduce semnalul modulator, adică informația utilă.

Cel mai simplu montaj pentru realizarea detecției este arătat în figura 5.30. Se observă că dioda  $D$  este înseriată

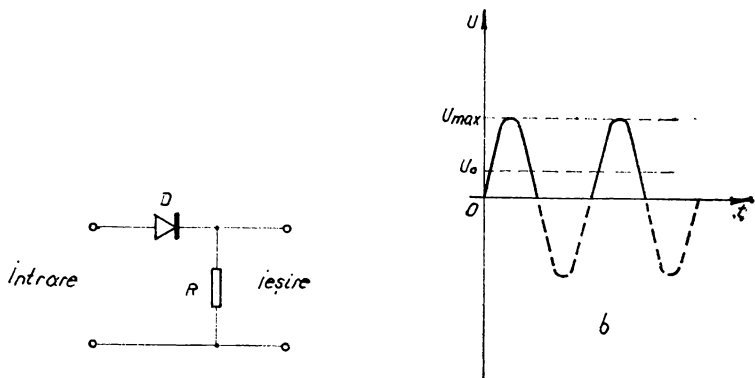


Fig. 5.30 a,b

cu un rezistor  $R$ , numit rezistor de sarcină. Dioda și rezistorul formează un divizor de tensiune. Rezistorul de sarcină are rolul, pe de o parte, de a limita intensitatea curentului electric ce trece prin diodă, iar pe de altă parte, de a împiedica o amortizare excesivă a circuitului oscilant de la care se primește semnalul de radiofrecvență modulată. Valoarea rezistorului  $R$  trebuie să îndeplinească două condiții :

*a.* să fie mult mai mare decât rezistența în conducție directă a diodei pentru a prelua o parte cât mai mare din tensiunea semnalului :

*b.* să fie mai mică decât rezistența inversă a diodei pentru a nu dimiuna prea mult efectul de „supapă” al acesteia.

Acest montaj denumit denumit detector cu sarcină rezistivă este folosit foarte rar în practică deoarece are un randament scăzut. Într-adevăr, examinînd figura 5.30, *b* se constată că valoarea medie  $U_0$  a semnalului de ieșire este  $U_{max}/\pi$  ca fiind media unei jumătăți de sinusoidă. Ca urmare randamentul detecției va fi aproximativ 30%.

O îmbunătățire substanțială o aduce detectorul cu sarcina formată dintr-un condensator  $C$  și un rezistor  $R$ , legate în paralel, figura 5.31, *a*. În acest caz tensiunea pe

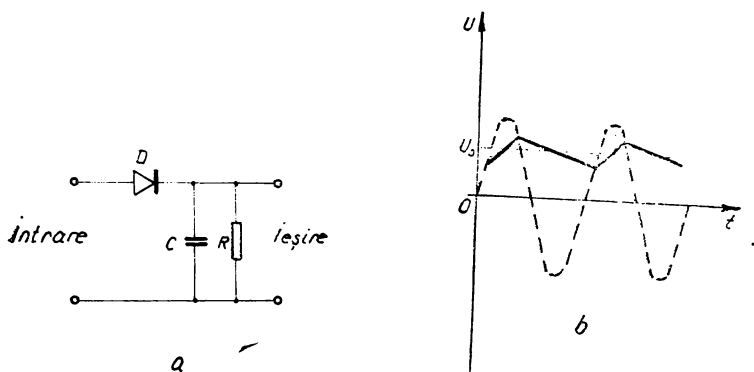


Fig. 5.31 a,b

rezistorul  $R$  nu mai urmărește fiecare semialternanță a purtătoarei ci sare de pe o creastă pe alta. Explicația constă în faptul că în situația în care dioda  $D$  conduce, condensatorul  $C$  se încarcă și în consecință tensiunea la

bornele rezistorului  $R$  (tensiunea de ieșire) tinde să urmărească porțiunea ascendentă a sinusoidelor, figura 5.31,  $b$ . În momentul în care tensiunea a depășit valoarea maximă și tinde să scadă, condensatorul  $C$  începe să se descarce prin rezistorul  $R$ . Această descărcare se face până când tensiunea aplicată deschide din nou dioda  $D$ , după care fenomenul se repetă. Rezultatul este că tensiunea continuă urmărește aproximativ virfurile sinusoidelor, ridicând valoarea semnalului detectat până aproape de amplitudinea semnalului aplicat la intrare. Aceasta înseamnă de fapt obținerea unui randament aproape de unitate. Tensiunea la bornele grupului de detecție  $RC$  trebuie să urmărească variațiile înfășurătoarei de modulație. Când constanta de timp  $\tau = RC$  a grupului de detecție este preea mare, panta curbei de descărcare va fi mică și tensiunea  $U_{ies}$  nu mai poate urmări înfășurătoarea de modulație când aceasta scade, ci sare la semialternanța următoare. Figura 5.32 ilustrează acest caz: din punctul  $M$  tensiunea  $U_{ies}$  va-

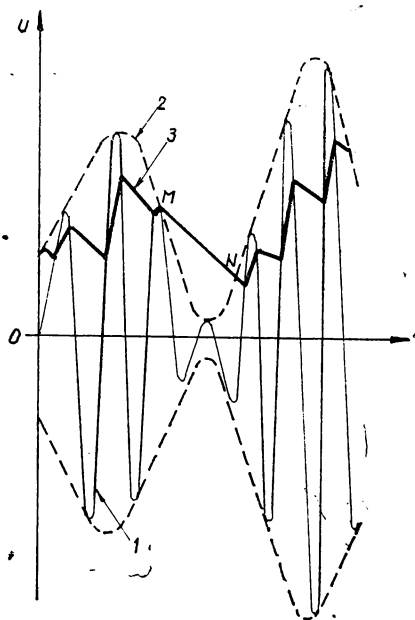


Fig. 5.32

riind mai încet decît înfășurătoarea de modulație nu o mai poate urmări ci variază după linia continuă  $MN$ . Se poate demonstra că pentru a evita producerea acestor distorsiuni (numite distorsiuni de neurmărire) trebuie îndeplinită condiția :

$$\tau < \sqrt{1 - m^2} / m \cdot \omega_m.$$

Considerînd că frecvența semnalului modulator este  $f_m = 10$  kHz, deci  $\omega_m = 2 \cdot \pi \cdot f_m = 62,8$  kHz, iar gradul de modulație este  $m = 0,3$  rezultă  $\tau = 0,05$  ms. Deoarece majoritatea diodelor cu germaniu prezintă o rezistență în conducție directă sub  $100 \Omega$  iar rezistența inversă de ordinul  $1\text{M}\Omega$ , o valoare posibilă pentru  $R$ , care să satisfacă cele două condiții menționate, ar fi  $R = 0,5 \text{ M}\Omega$ . Avînd în vedere că  $\tau = R \cdot C = 0,05$  ms rezultă  $C = 100$  pF. Aceste valori sînt folosite frecvent în detectorul cu sarcină de tip  $RC$  prezentat mai înainte.

#### • 5.5.2. Analiza funcționării unui etaj detector cu ajutorul osciloscopului catodic

Folosirea unui osciloscop catodic prevăzut cu un comutator electronic permite determinarea rapidă a unor mărimi caracteristice procesului de detecție prin vizualizarea simultană a semnalului de radiofrecvență modulat în amplitudine (RF—MA) și a semnalului detectat.

Indiferent de tip, etajul detector trebuie să satisfacă în funcționarea sa o serie de cerințe dintre care menționăm următoarele :

*a. Eficiența* (sau randamentul detecției) să fie cît mai mare. Cu excepția unor etaje amplificatoare care îndeplinesc și funcția de detecție, etajul detector nu amplifică semnalul ci numai îl transformă, această transformare făcîndu-se cu o anumită eficiență  $\eta_d$ . Pentru semnalele de RF—MA eficiența este definită prin raportul dintre amplitudinea  $U_{AF}$  a tensiunii de audiofrecvență obținută la ieșirea detectorului și amplitudinea semnalului modulator  $U_m = m U_p$ , adică :

$$\eta_d = U_{AF} / m \cdot U_p$$

în care s-a notat cu  $U_p$  tensiunea semnalului purtător de radiofrecvență și cu  $m$  gradul de modulație ;

*b. Distorsiunile introduse de etajul detector să fie cât mai mici;*

*c. Consumul de energie al detectorului, datorat rezistenței de intrare a acestui etaj, să fie minim, cu scopul de a nu amortiza prea mult etajul anterior celui detector.*

Pentru analiza funcționării unui etaj detector sînt necesare următoarele aparate: generator de radiofrecvență cu modulație în amplitudine, osciloscop catodic prevăzut cu un comutator electronic și sursele de alimentare. Cu ajutorul acestor aparate se realizează montajul arătat în figura 5.33. Pentru generatorul de RF—MA se reglează frecvența oscilației sinusoidale la 1000 Hz și gradul de modulație la o valoare oarecare; se obține semnalul arătat în figura 5.34.

Semnalul de RF—MA este aplicat atît la intrarea etajului detector cît și la intrarea 1 a comutatorului electronic. La cea de a două intrare a comutatorului, notată cu 2, se aplică semnalul detectat. Pe ecranul osciloscopului catodic apar simultan cele două curbe corespunzătoare semnalelor menționate; aceste curbe sînt arătate în figura 5.35.

Notînd cu  $U_{max}$  valoarea maximă și cu  $U_{min}$  valoarea minimă a tensiunii de RF—MA se poate calcula cu ușu-

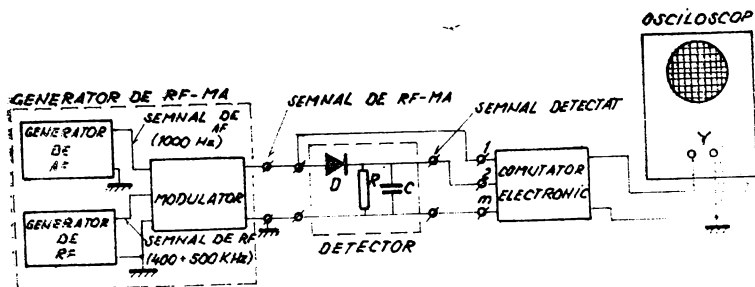


Fig. 5.33

rință, pentru semnalul arătat în figura 5.35, gradul de modulație astfel :

$$\begin{aligned}
 m &= (U_{max} - U_{min}) / (U_{max} + U_{min}) = \\
 &= (1,85 - 0,4) / (1,85 + 0,4) = 64\%,
 \end{aligned}$$

În calculul prezentat, tensiunile  $U_{max}$  și  $U_{min}$  au fost exprimate în unități arbitrare (de exemplu : număr de diviziuni pe o riglă gradată). Evident, folosind un osciloscop cu scala gradată, aceste tensiuni pot fi exprimate în volți.

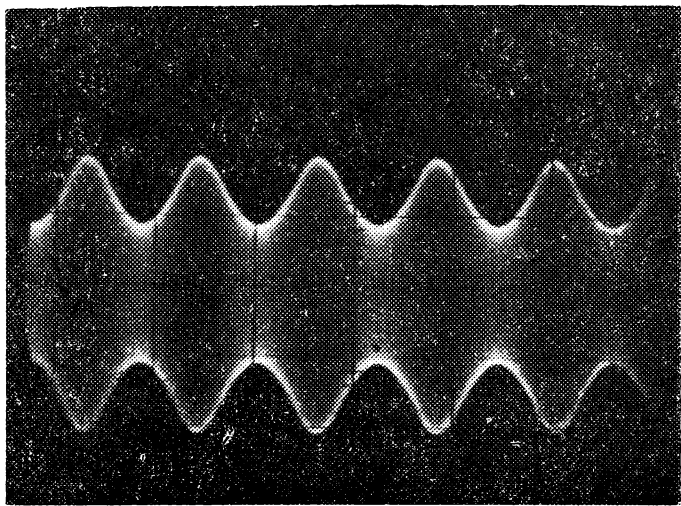


Fig. 5.34

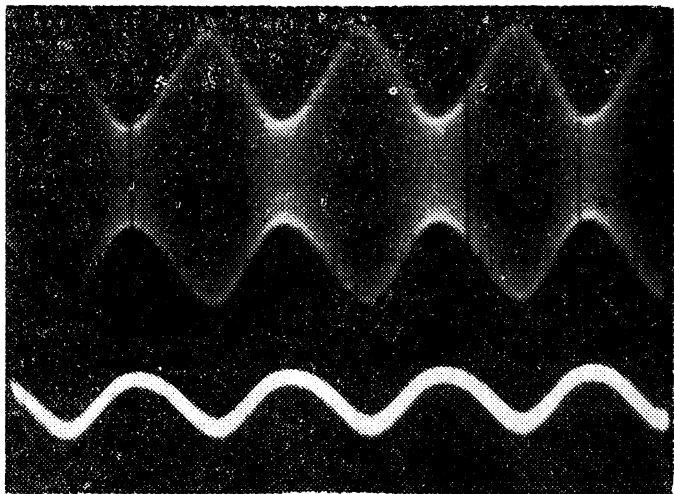


Fig. 5.35

În cazul de față, ținând seama că fotografia a fost făcută pentru poziția comutatorului existent la amplificatorul vertical al osciloscopului la valoarea 0,2 V/div, se obține  $U_{max} = 0,32$  V și  $U_{min} = 0,07$  V. Calculând gradul de modulație  $m$  rezultă tot valoarea 64%.

Curbele arătate în figura 5.35 permit calcularea tensiunii emnaluului purtător de radiofrecvență conform relației :

$$U_p = (U_{max} + U_{min})/2.$$

Efectuînd înlocuirile și calculele se obține :

$$U_p = 1,125 \text{ diviziuni.}$$

Din aceeași figură se poate măsura tensiunea de audio-frecvență obținută la ieșirea detectorului

$$U_{AF} = 0,625 \text{ diviziuni.}$$

Cunoscînd tensiunile  $U_p$  și  $U_{AF}$  se poate calcula randamentul detectorului astfel :

$$\eta_d = U_{AF}/m U_p = 0,625/0,64 \cdot 1,125 \cong 86\%.$$

La același rezultat se poate ajunge și în cazul în care exprimăm tensiunile în volți :

$$U_p = (U_{max} + U_{min})/2 = (0,32 + 0,07)/2 = 0,195 \text{ V}$$

$$U_{AF} = 0,54 \text{ div} \cdot 0,2 \text{ V/div.} = 0,108 \text{ V}$$

$$\eta_d = 0,108 \text{ V}/0,64 \cdot 0,195 \text{ V} \cong 86\%.$$

Se constată că determinarea randamentului  $\eta_d$  presupune trei măsurători efectuate pe ecranul osciloscopului și cîteva calcule simple.

Grupul de detecție format dintr-un condensator cu capacitatea  $C$  și un rezistor cu rezistența  $R$  prezintă o constantă de timp  $\tau = R \cdot C$  a cărei valoare influențează atît randamentul cît și calitatea detecției.

Valoarea constantei  $\tau$  nu poate fi prea mare deoarece în acest caz descărcarea condensatorului devine atît de lentă încît, practic, el va rămîne încărcat la valoarea din timpul semiperioadei pozitive și tensiunea  $U_{AF}$  nu va mai urmări înfășurătoarea de modulație. Situația cea mai nefavorabilă va corespunde unui grad de modulație maxim, cînd viteza de variație a înfășurătoarei este maximă. Apar așa numitele distorsiuni de neurmărire care conduc la creșterea factorului total de distorsiuni al detecției.



Aplicînd la intrarea 1 a comutatorului electronic semnalul obținut la ieșirea detectorului și la intrarea 2 semnalul modulator de audiofrecvență, se obțin curbele arătate în figura 5.36. Se observă că semnalul detectat (curba de

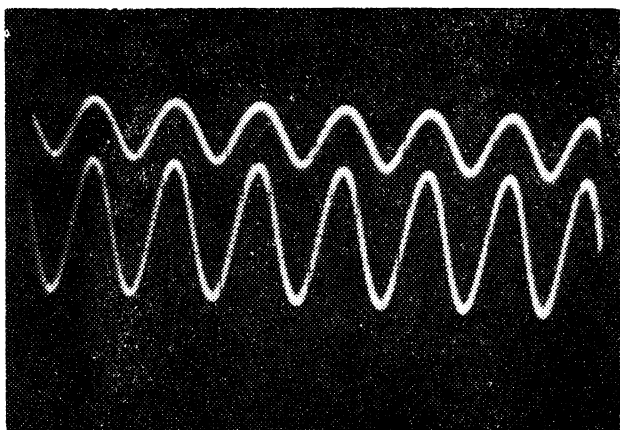


Fig. 5.36

sus) este tot sinusoidal, deci etajul detector nu introduce distorsiuni.

Mărind gradul de modulație la valoarea  $m = 100\%$  se obțin curbele arătate în figura 5.37, în care semnalul detectat este distorsionat, aceasta înseamnă că  $\tau = R \cdot C$  are o valoare prea mare, ceea ce determină apariția dis-

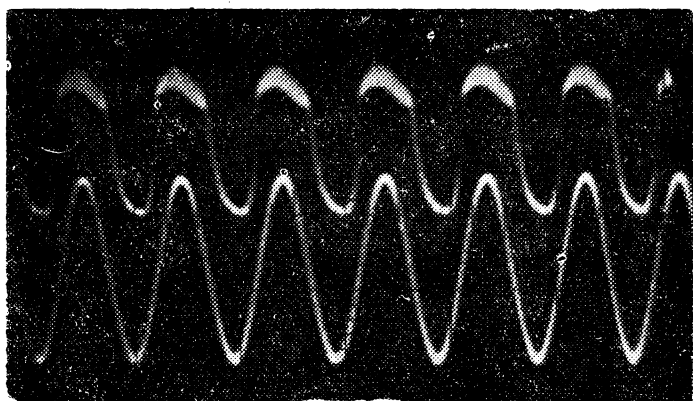


Fig. 5.37

torsiunilor de neurmărire. Pentru evitarea producerii acestor distorsiuni este suficient să micșorăm sau valoarea lui  $R$  sau valoarea lui  $C$ .

Scăderea sub o anumită limită a valorii constantei de timp nu este indicată deoarece apar distorsiunile de

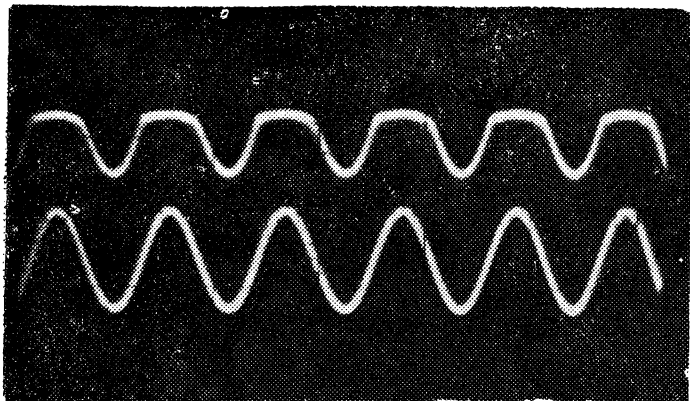


Fig. 5.38

neliniaritate, figura 5.38. În practică constanta de timp  $\tau$  are valori cuprinse între 0,001 ms și 0,05 ms, rezistorul are rezistența cuprinsă între 100 k $\Omega$  și 500 k iar condensatorul  $C$  are o capacitate de aproximativ 100 pF.

Subliniem încă o dată utilitatea folosirii unui osciloscop catodic prevăzut cu un comutator electronic în studiul detecției; în acest mod putem determina relativ ușor gradul de modulație  $m$ , randamentul  $\eta_d$  al detecției cât și valorile grupului de detecție pentru ca etajul să funcționeze în condiții optime.

## 5.6. Analiza funcționării unui etaj amplificator

După cum s-a arătat în capitolul 2 amplificatoarele electronice sînt aparate utilizate cu scopul de a mări amplitudinea unui semnal electric, fără a-i schimba forma.

Cunoașterea caracteristicii de frecvență a unui etaj amplificator este necesară în vederea aprecierii performan-

țelor acestuia sau, eventual, în vederea efectuării reglajelor necesare unei bune funcționări.

Prin caracteristică de frecvență a unui etaj amplificator se înțelege curba „amplitudine în funcție de frecvență” construită, de obicei, la scară logaritmică. Ridicarea acestei curbe necesită un generator de semnal sinusoidal, pentru care frecvența și amplitudinea semnalului produs să fie cunoscute, și un voltmetru electronic.

Se realizează montajul din figura 5.39. Semnalul produs de generator este aplicat la intrarea etajului ampli-

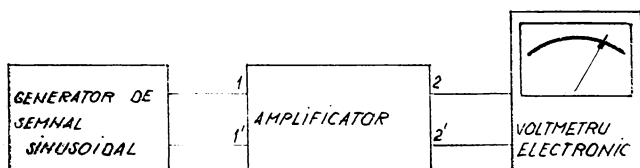


Fig. 5.39

ficator (bornele 1—1') iar voltmetrul electronic este legat la ieșirea acestuia (bornele 2—2').

Presupunem că este vorba de un etaj amplificator de audiofrecvență, adică un etaj care trebuie să amplifice semnalele electrice cu frecvența cuprinsă, aproximativ, între 50 Hz și 20 kHz.

Se reglează frecvența semnalului produs de generator la valoarea de 50 Hz și se măsoară amplitudinea semnalului existent la ieșirea etajului amplificator cu ajutorul voltmetrului electronic. În acest mod se marchează primul „punct” al caracteristicii căutate.

Menținând constantă amplitudinea semnalului produs de generator se mărește treptat frecvența acestuia, de exemplu din 500 Hz în 500 Hz, și se măsoară pentru fiecare valoare amplitudinea semnalului de la ieșirea etajului amplificator. În acest mod se marchează celelalte „puncte” ale caracteristicii căutate. Construind curba care trece prin punctele marcate se obține caracteristica de frecvență a etajului amplificator. Se spune că această curbă a fost trasată „punct cu punct”.

Evident, în situația în care cunoaștem atit nivelul (amplitudinea) semnalului existent la ieșirea etajului amplificator cît și nivelul semnalului aplicat la intrarea aces-

tuia (deci nivelul semnalului produs de generator) se poate trasa „punct cu punct” caracteristica „amplificare în funcție de frecvență” corespunzătoare etajului amplificator considerat.

Metoda prezentată cu scopul trasării caracteristicii de frecvență (fie „amplitudine în funcție de frecvență, ”fie „amplificare în funcție de frecvență”) necesită un timp îndelungat. Pe de altă parte această caracteristică de frecvență nu ne permite să afirmăm ceva în legătură cu forma semnalului obținut la ieșirea etajului amplificator, anume dacă acest semnal este identic sau nu cu cel aplicat la intrare. Cu alte cuvinte nu ne permite să afirmăm ceva în legătură cu distorsiunile produse de etajul amplificator.

O metodă mai simplă și în același timp rapidă folosită pentru studierea unui etaj amplificator este aceea în care folosim un generator de semnal dreptunghiular și un osciloscop catodic care, este de preferat, să fie prevăzut cu un comutator electronic.

Interpretind forma semnalului obținut la ieșirea etajului amplificator vom avea toate informațiile necesare în vederea aprecierii performanțelor acestuia sau, așa cum s-a arătat la început, în vederea efectuării reglajelor necesare unei bune funcționări.

Se realizează montajul arătat în figura 5.40. Semnalul produs de generatorul dreptunghiular este aplicat atât la bornele de intrare ale etajului amplificator (1-1') cit și

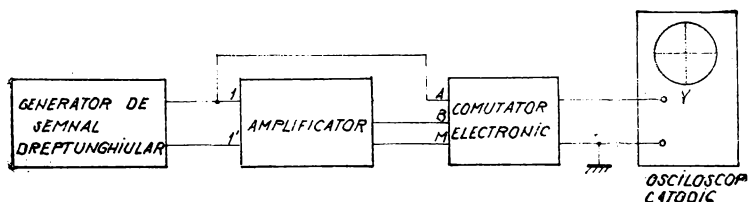


Fig.5 .40

la intrarea A a comutatorului electronic. La intrarea B a acestuia din urmă se aplică tensiunea existentă la ieșirea etajului amplificator.

Punind toate corecțiile de ton ale etajului amplificator în poziția lor medie se reglează frecvența semnalului de

intrare, pe rînd, la valorile 50 Hz (frecvență joasă), 1000 Hz (frecvență medie) și 20 kHz (frecvență înaltă). Evident, nimeni nu ne împiedică, atunci cînd considerăm necesar, să folosim și alte valori pentru frecvența semnalului dreptunghiular aplicat la intrarea etajului amplificator.

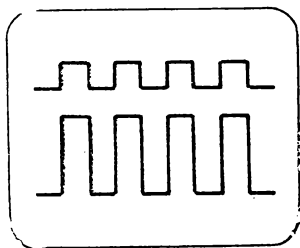


Fig. 5.41

În situația în care, pentru frecvențele menționate, pe ecranul osciloscopului catodic se obțin curbele arătate în figura 5.41, unde semnalul de sus este cel produs de generator iar semnalul de jos este cel existent la ieșirea etajului amplificator, putem afirma că etajul amplificator are o curbă de răspuns liniară.

Efectuînd raportul dintre amplitudinea semnalului de ieșire și amplitudinea semnalului de intrare, evident, în situația în care sensibilitățile celor două intrări ale comutatorului electronic sînt egale, se poate calcula amplificarea etajului considerat. Menționăm că în acest caz amplitudinile celor două semnale pot fi exprimate în unități arbitrare, de exemplu ca număr de diviziuni pe scala osciloscopului catodic.

Fără îndoială că nu totdeauna vom constata că etajul amplificator pe care dorim să-l studiem prezintă o curbă de răspuns liniară, cu alte cuvinte semnalul de ieșire nu este totdeauna dreptunghiular. Vom prezenta în continuare cîteva forme, întîlnite frecvent, ale semnalului de ieșire la care vom da interpretările corespunzătoare :

a. Reglînd corecțiile de ton ale etajului amplificator la frecvențe joase și aplicînd la intrarea lui un semnal dreptunghiular cu frecvența 50 Hz putem obține pentru semnalul de ieșire una din formele prezentate în figura 5.42. Interpretarea lor este următoarea :

— semnalul din figura 5.42, *a* arată o creștere a amplificării pentru frecvențele joase ;

— semnalul din figura 5.42, *b* arată o scădere a amplificării pentru frecvențele joase ;

— semnalul din figura 5.42, *c* arată o scădere accentuată a amplificării în cazul frecvențelor joase.

*b.* Reglind corecțiile de ton ale etajului amplificator la frecvențe înalte și aplicînd la intrarea lui un semnal dreptunghiular cu frecvența de 20 kHz putem obține, pentru semnalul de ieșire, una din formele arătate în figura 5.43. Interpretarea lor este următoarea :

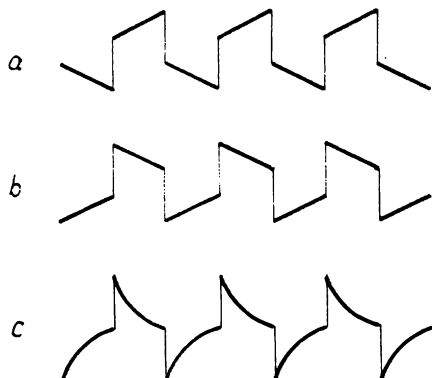


Fig. 5.42

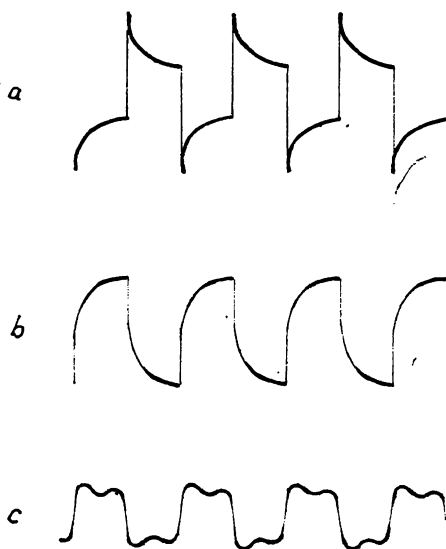


Fig. 5.43

— semnalul din figura 5.43, *a* arată o creștere a amplificării pentru frecvențele înalte ;

— semnalul din figura 5.43, *b* arată o scădere a amplificării pentru frecvențele înalte ;

— deformarea impulsurilor din figura 5.43, *c* este caracteristică unor puncte de rezonanță iar rotunjirea frontului impulsului sugerează scăderea amplificării la frecvențele înalte.

Aceste constatări referitoare la etajul amplificator permit efectuarea reglajelor corespunzătoare în vederea obținerii unei curbe de răspuns dorită.

# Bibliografie

rtv •  
rtv •  
rtv •

- 1] *Ed. Nicolau ș.a.* Manualul inginerului electronist **Măsurări electronice.**, Editura Tehnică, București, 1979
- [2] *E. Damacchi, A. Tunsoiu, L. Doboș, N. Tomescu,* **Măsurări electronice.** Editura Didactică și pedagogică, București, 1979.
- [3] \*\*\* **Radioelectronika**, 1981, Nr. 1-12, Kiev, URSS.
- [4] \*\*\* **Revista de fizică și chimie**, 1984—1986, București
- [5] \*\*\* **Tehnum** 1984—1986, București



Lucrarea prezintă într-un tot unitar părțile constructive ale aparatului, funcționarea și în același timp multiplele posibilități de utilizare ale acestuia. De asemenea sînt redată mai multe scheme practice de comutatoare electronice bazate pe principiul alternanței și pe cel al eșantionării, montaje realizate de autor.

Căutînd să răspundă exigențelor actuale ale tehnicii, lucrarea este accesibilă în același timp atît cititorilor cu o pregătire medie cît și electroniștilor amatori.

Au apărut :

- C. Găzdaru ș.a. — **Îndrumar pentru electroniști Radio și televiziune vol. 1-3**  
**Seria „Practică”**
- N. Drăgulănescu, M. Ciucă — **Echipamentul electronic al automobilului**  
**Seria „Practică”**

