

# MONTAJE ELECTRONICE DE VACANȚĂ



EDITURA  
ALBATROS





# MONTAJE ELECTRONICE DE VACANȚĂ

Ing. EMIL MARIAN

Ing. ILIE MIHĂESCU

Fiz. MIRCEA SCHMOL

Ing. IMRE SZATMÁRY



EDITURA ALBATROS • BUCUREȘTI • 1988



## NOTĂ ASUPRA EDIȚIEI

*Pentru a veni în ajutorul tinerilor electroniști amatori, lucrarea de față își propune să completeze volumele anterioare, Radiorecepția A-Z (1982) și Practica electronistului amator (1984), apărute în Editura Albatros, cu o suită de montaje practice din câmpul domeniului de mare interes, în special audio și automatizare. De asemenea, au fost incluse o serie de noțiuni teoretice legate de montaje propuse, cât și sfaturi practice utile constructorilor amatori.*

*În legătură cu montaje propuse, au fost luate în considerare produsele industriei electronice naționale, care pot fi procurate din comerț ori pot fi recuperate din aparatura dezafectată.*

*La elaborarea lucrării a participat un colectiv de specialiști cu o bogată activitate în domeniul electronicii:*

*ing. Emil Marian (E.M.)*

*ing. Ilie Mihăescu (I.M.)*

*fiz. Mircea Schmol (M.S.)*

*ing. Imre Szatmáry (I.S.)*

*Marea majoritate a montajelor prezentate sînt funcționale și pot fi realizate de electroniștii amatori în cadrul cercurilor de specialitate din școli, fie în laboratoare personale.*

## CAPITOLUL 1

# DESPRE ELEMENTELE PASIVE DE CIRCUIT

## A. REZISTOARE

### 1. GENERALITĂȚI

Rezistorul este componenta electronică pasivă cea mai utilizată în circuitele electronice.

În mod curent, în practică în loc de rezistor se mai spune și rezistență.

Rezistența este componenta pasivă de circuit cu două borne, care are proprietatea potrivit căreia între tensiunea la bornele ei și curentul care o parcurge există relația dată de legea lui Ohm:

$$U = RI,$$

unde  $R$  este mărimea rezistenței măsurată în ohmi ( $\Omega$ ).

Ea se mai poate defini ca fiind raportul dintre tensiunea aplicată la bornele ei și curentul care o străbate.

$$R = \frac{U}{I}$$

Din relația de mai sus rezultă că rezistența nu decalează curentul  $I$  față de tensiunea  $U$  de la borne.

Caracteristica „tensiune-curent” a rezistorului este prezentată în fig. I.1.

Pentru realizarea constructivă a rezistențelor este indicată definirea valorii  $R$  prin relația experimentală:

$$R = \rho \frac{l}{s}$$

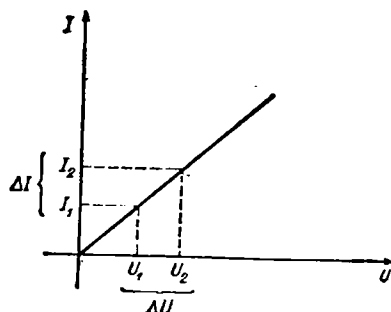


Fig. I.1. Caracteristica curent-tensiune a rezistorului.

unde:  $l$  — lungimea conductorului (m sau cm)

$s$  — secțiunea conductorului ( $\text{mm}^2$  sau  $\text{cm}^2$ )

$\rho$  — rezistivitatea materialului; (constantă tabelată ce depinde de natura materialului) se măsoară în  $\Omega \frac{\text{mm}^2}{\text{m}}$ .

Inversul rezistivității,  $\sigma = \frac{1}{\rho}$ , se numește conductibilitate (conductivitate) electrică.

Unitatea de măsură a rezistenței este ohmul ( $\Omega$ ) definit ca rezistența unui conductor străbătut de un curent de 1 A când i se aplică o tensiune de 1 V.

În practică sînt des utilizați mulți ohmului:

$$1 \text{ G } \Omega = 10^3 \text{ M } \Omega = 10^6 \text{ k } \Omega = 10^9 \Omega$$

$$1 \text{ M } \Omega = 10^3 \Omega = 10^6 \Omega$$

$$1 \text{ k } \Omega = 10^3 \Omega$$

## 2. CARACTERISTICI GENERALE

*Rezistența nominală* reprezintă mărimea rezistenței indicată în clar sau cu ajutorul codului culorilor pe corpul rezistorului. Ei i se asociază și o toleranță exprimată în procente.

În funcție de mărimea rezistenței nominale și a toleranței există recomandări internaționale în serii de valori nominale. În tabelul I.1. sînt menționate aceste valori în cazul seriilor E24 (toleranță  $\pm 5\%$ ); E12 (toleranță  $\pm 10\%$ ); E6 (toleranță  $\pm 20\%$ ).

Rezistențele de precizie și rezistențele etalon au toleranțe de  $\pm 5\%$  și  $\pm 2\%$  (seria E48), respectiv  $\pm 2\%$  și  $\pm 1\%$  (seria E96).

TABELUL I.1.

Serii de valori pt. componente electronice pasive

Seria E6 $\pm 20\%$	Seria E12 $\pm 10\%$	Seria E24 $\pm 5\%$	Seria E6 $\pm 20\%$	Seria E12 $\pm 10\%$	Seria E24 $\pm 5\%$	Seria E6 $\pm 20\%$	Seria E12 $\pm 10\%$	Seria E24 $\pm 5\%$
1	1	1		2,2	2,2		4,7	4,7
		1,1	2,2	2,4				5,1
	1,2	1,2		2,7	4,7		5,6	5,6
		1,3		3			6,2	6,2
	1,5	1,5		3,3			6,8	6,8
1,6		1,6	3,3	3,6			7,5	7,5
	1,8	1,8		3,9	6,8		8,2	8,2
		2		4,3			9,1	9,1

*Puterea nominală*,  $P_n$  [W], reprezintă puterea maximă pe care o poate disipa rezistența în condiții de mediu exterior determinate, timp îndelungat, fără să-și modifice sensibil valoarea.

Ea rezultă din relațiile:

$$P_n = RI^2 \text{ sau } P_n = \frac{U^2}{R}$$

și pentru producția de serie are valorile de: 0,1; 0,125; 0,2; 0,25; 0,3; 0,5; 1; 2; 5; 10 W.

Puterea nominală admisă depinde de tipul constructiv. În cazul rezistențelor chimice se ating puteri pînă la 500 W, iar în cazul celor bobinate pînă la 1 000 W.

Valorile nominale ale puterii rezistențelor de la 0,25 pînă la 10 W se notează pe schemele electrice așa cum se arată în figura I.2.

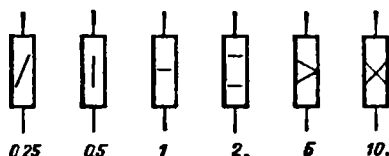


Fig. I.2. Modul de notare în scheme a puterilor de disipație pentru rezistoare.

Practic la alegerea rezistoarelor se ia un coeficient de siguranță cu pînă la 40% mai mare față de valoarea rezultată din calcul.

*Tensiunea nominală de lucru* reprezintă tensiunea care poate fi aplicată la bornele rezistorului în condiții normale ale mediului fără ca rezistorul să se distrugă.

Ea se determină cu relația:

$$U = \sqrt{P_n R_n}$$

Mărimea tensiunii nominale depinde de dimensiunea și construcția rezistorului. În practică, cele mai uzuale valori pentru tensiunea nominală sînt: 150; 200; 250; 350; 500; 750; 1000 V.

*Coeficientul de temperatură* [ $^{\circ}\text{C}$ ] caracterizează stabilitatea valorii nominale a rezistenței în timp la variațiile de temperatură.

Legea de variație a rezistenței cu temperatura este:

$$R_t = R[1 + \alpha_R(t - t_0)] \quad [\Omega],$$

unde  $R$  și  $R_t$  sînt valorile rezistenței la temperatura de  $20^{\circ}\text{C}$  și respectiv la o temperatură oarecare  $t$ .

*Rezistența în curent alternativ.* Schema echivalentă a unui rezistor real este prezentată în figura I.3.

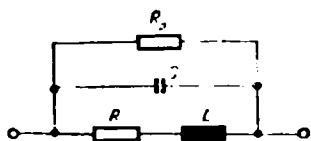


Fig. I.3 Schema echivalentă a unui rezistor real

În curent alternativ mărimea rezistenței rezistorului diferă de valoarea măsurată în curent continuu datorită:

- capacității și inductanței distribuite pe lungimea elementului rezistiv;
- efectelor de suprafață;
- pierderile dielectrice din suport.

Rezistențele bobinate se caracterizează prin valori mari ale capacității și inductanței proprii și de aceea rezistența lor scade la frecvențe relativ joase de ordinul kiloherților.

La rezistențele nebobinate valorile capacității și inductanței proprii sînt mult mai mici și de aceea pot fi

utilizate pînă la frecvențe de ordinul miilor de megaherți.

*Tensiunea de zgomot*,  $E_{z0}$  [ $\mu\text{V}/\sqrt{v}$ ] reprezintă t.e.m. alternativă care apare suplimentar la bornele rezistorului parcurs de un curent continuu.

Ea apare datorită mișcării termice a electronilor și a trecerii fluctuante a curentului electric prin particulele materialului conductor.

Raportul dintre tensiunea de zgomot și tensiunea de curent continuu aplicată la bornele rezistorului definește factorul de zgomot al rezistorului, care se măsoară în  $\mu\text{V}/\text{V}$  sau în dB.

Factorul de zgomot este de 1...5  $\mu\text{V}/\text{V}$  pentru rezistoarele peliculare de uz general și sub 1  $\mu\text{V}$  pentru rezistoarele speciale.

### 3. MARCAREA REZISTOARELOR

În practică se utilizează două metode de înarcare a rezistoarelor: în clar și în codul culorilor.

*Marcarea în clar.* Pe corpul rezistorului se înscris valoarea sa nominală și toleranța.

Rezistoarele de fabricație românească sînt marcate astfel:

- pentru rezistoarele de 1...999  $\Omega$  se înscris doar valoarea,
- pentru rezistoarele de 1...999 k $\Omega$  se înscris valoarea și k,
- pentru rezistoarele de 1 M $\Omega$ ... 10 M $\Omega$  se înscris valoarea și M.

*Marcarea în codul culorilor.* Codul culorilor este utilizat pentru marcarea mărimii rezistenței nominale și a toleranței.

Tabelul I.2. prezintă modul de utilizare a codului culorilor la rezistoare.





Inelul	CULOAREA	Negru	Maro	Roșu	Portocaliu	Galben	Verde	Albastru	Violet	Gri	Alb	Auriu	Argintiu	Fără culoare
A	Prima cifră semnificativă	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	—	—	—
B	A doua cifră semnificativă	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	—	—	—
C	Coeficient de multiplicare	$10^0$	$10^1$	$10^2$	$10^3$	$10^4$	$10^5$	$10^6$	$10^7$	$10^8$	$10^9$	$10^{-1}$	$10^{-2}$	—
D	Toleranța %	—	$\pm 1$	$\pm 2$	—	—	—	—	—	—	—	$\pm 5$	$\pm 10$	—

#### 4. CLASIFICAREA REZISTOARELOR

După caracteristica tensiune—curent se deosebesc două categorii de rezistoare: rezistoare liniare și rezistoare neliniare.

*Rezistoarele liniare* din punct de vedere constructiv se împart în două subfamilii:

A. *Rezistoare cu rezistență fixă* — rezistoarele la care valoarea este stabilită în timpul procesului de fabricație și rămâne constantă pe întreaga durată de funcționare.

B. *Rezistoare cu rezistență reglabilă* — rezistoarele a căror construcție permite modificarea valorii rezistenței în limite stabilite prin deplasarea pe elementul rezistiv a unui contact.

Rezistoarele cu rezistență fixă sînt de trei tipuri: bobinate, peliculare și de volum.

*Rezistoarele bobinate* se clasifică după destinație în: rezistoare de uz general,

rezistoare de precizie și rezistoare de înaltă frecvență.

Elementul rezistiv al acestor componente este un conductor izolat, din aliaje de mare rezistivitate.

Cele mai utilizate aliaje sînt: manganină, constantan și crom-nichel.

Constructiv rezistorul bobinat constă dintr-o carcasă cilindrică sau plată cu contacte pentru terminale, pe care se bobinează elementul rezistiv în unul sau mai multe straturi.

Rezistența nominală are valori de la fracțiuni de ohm pînă la sute de kilohmi (valori mai mari, de ordinul megohmilor, se întîlnesc mai rar datorită problemelor tehnologice).

Toleranțele sînt cuprinse între  $\pm 0,05\% \dots \pm 0,5\%$  pentru rezistoare de precizie și  $\pm 5\% \dots +20\%$  pentru rezistoare de uz normal.

*Rezistoarele peliculare* sînt cele mai utilizate în practică. Au elementul rezistiv realizat sub forma unui strat subțire de material depus pe un suport

izolator căruia i se atașează contacte și fire de conexiune numite terminale.

După natura materialului rezistiv întâlnim: rezistoare cu peliculă de carbon, rezistoare cu peliculă metalică, rezistoare cu pelicule din oxizi metalici și rezistoare cu pelicule din materiale semiconductoare.

#### *Rezistoarele cu peliculă de carbon*

La aceste componente, elementul rezistiv este o peliculă de carbon pirolitic, obținută prin descompunerea metanului la temperatură ridicată în vid sau în mediu de gaz inert.

Principalele proprietăți ale acestor rezistoare sînt:

- stabilitate ridicată a parametrilor,
- rezistență la suprasarcini în impuls,
- nivel coborît de zgomot,
- coeficient coborît de temperatură,
- dependența mică a rezistenței de tensiune și frecvență.

Acest tip de rezistor se realizează într-o gamă largă de valori  $10\Omega \dots 10 \text{ M}\Omega$ .

Datorită caracteristicilor electrice și de exploatare bune ele sînt folosite în echipamente de larg consum și în echipamente semiprofesionale.

*Rezistoarele cu peliculă metalică* au stratul rezistiv sub formă de peliculă de diverse metale sau aliaje de mare rezistivitate, depuse prin evaporare în vid pe un suport izolator. Metalele cele mai utilizate sînt: cromul, wolframul, tantalul sau aliaje ale diverselor metale cu cromul (ex. crom-nichel).

Față de rezistoarele cu peliculă de carbon cele cu peliculă metalică au coeficient de tensiune și factor de zgomot mai mici, masa și gabaritul reduse, stabilitate termică ridicată și caracteristici de frecvență mai bune.

*Rezistoarele cu pelicule din oxizi metalici* reprezintă unul din tipurile cele mai de perspectivă. Stratul lor conductor se realizează prin depunerea pe un suport izolator fie a unor metale (staniu, tantal) și oxidarea lor, fie a unor oxizi.

Față de celelalte tipuri de rezistoare acestea se caracterizează printr-o mai mare stabilitate termică.

Valorile realizate sînt cuprinse între  $1 \Omega \dots 100 \Omega$  și la puteri de la  $0,1 \text{ W}$  la cîteva sute de wați.

*Rezistoare de volum.* Spre deosebire de celelalte tipuri de rezistoare, la care elementul rezistiv era depus pe un suport izolant, la cele de volum elementul rezistiv este realizat sub forma unei bare obținută prin presarea unei compoziții speciale. La capetele acestei bare se fixează terminalele și întregul sistem se înglobează într-o masă de plastic.

Elementul rezistiv utilizat poate fi:

- carbon—ceramică
- metal—ceramică
- lac negru de fum.

Acest tip de rezistoare au volum mic și admit suprasarcini de scurtă durată.

Se realizează într-o gamă largă de rezistențe ( $10 \Omega \dots 10 \text{ M}\Omega$ ), la puteri de  $0,25; 0,5; 1$  și  $2 \text{ W}$ .

### Rezistoarele reglabile

Din această categorie fac parte potențiometrele. Ele îndeplinesc funcția de element de reglaj în circuitele în care e necesar un rezistor cu rezistență variabilă.

Constructiv, potențiometrul e realizat dintr-un rezistor pe care alunecă un cursor. El are cel puțin trei borne: două corespund capetelor elementului rezistiv și una cursorului.

După modul de variație a rezistenței în funcție de unghiul de rotație a axului, potențiometrele se împart în: liniare, logaritmice, exponențiale.

După construcție, potențiometrele pot fi: simple, duble, tandem și miniatură. Toate aceste tipuri pot fi realizate cu sau fără întrerupător.

În funcție de elementul rezistiv întâlnim potențiometre chimice și potențiometre bobinate.

*Potențiometrele chimice* au elementul rezistiv realizat prin depunere pe un suport izolant din pertinax.

*Potențiometrele bobinate* sînt realizate prin înfășurarea unui conductor metalic de mare rezistivitate pe un suport izolant.

La ambele tipuri de potențiometre cursorul e realizat din bronz fosforos, pentru a realiza un contact sigur și pentru a nu uza elementul rezistiv.

### Conectarea rezistoarelor

În montajele practice, rezistoarele fixe se leagă în serie sau paralel (fig. I.4).

Valorile rezistențelor echivalente montajului serie și paralel sînt:

$$R_{ts} = \sum_{i=1}^n R_i \text{ și } \frac{1}{R_{tp}} = \sum_{i=1}^n \frac{1}{R_i}.$$

La montajul serie, curentul  $I$  este comun tuturor rezistoarelor, în timp ce tensiunea  $U$  la borne se divide în  $U_1, U_2, \dots, U_n$ .

La montajul paralel, tensiunea  $U$  este cea care rămîne aceeași pentru toate rezistoarele, iar curentul se divide în  $I_1, I_2, \dots, I_n$ .

Deosebit de utile în aplicații practice sînt divizoarele de tensiune și curent.

Cu ajutorul divizorului de tensiune se poate calcula tensiunea la bornele unei rezistențe dintr-un circuit serie format din  $n$  rezistoare cînd se cunosc valorile rezistoarelor și tensiunea care se aplică acestora:

$$U_{ei} = \frac{R_i}{\sum_{i=1}^n R_i} \cdot U_i$$

Divizorul de curent permite calculul curentului dintr-o anumită latură a unui circuit paralel format din  $n$  rezistoare cînd se cunoaște valoarea acestora și curentul total din circuit.

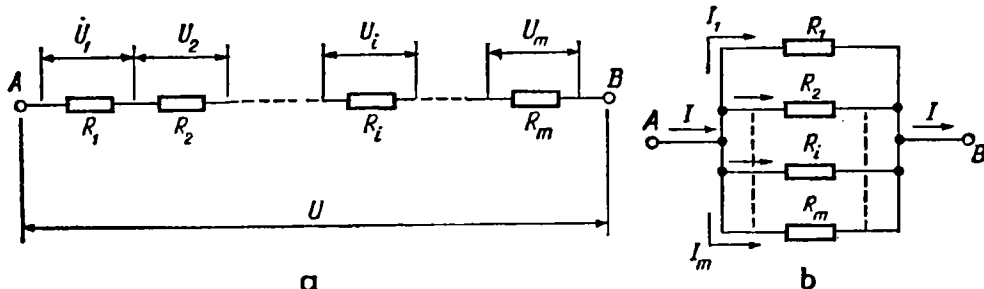


Fig. I.4. Conectarea rezistoarelor; a — serie, b — paralel.

$$I_i = \frac{R_i}{\sum_{i=1}^n R_i} I.$$

## B. CONDENSATOARE (CAPACITORE)

### 1. GENERALITĂȚI

Condensatorul electric sau capacitorul este un dispozitiv compus din două armături despărțite printr-un dielectric.

Funcționarea lui se bazează pe proprietatea de a acumula sarcini electrice  $Q$  pe armături, când între acestea se aplică o diferență de potențial (tensiune)  $U$ .

$$C = \frac{Q}{U}.$$

Procesul de acumulare a sarcinii electrice reprezintă încărcarea condensatorului. Ea se efectuează după o lege exponențială de forma:

$$U_c = E \left( 1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right)$$

unde:  $E$  — tensiunea sursei de alimentare

$\tau$  — constanta de timp ( $t$ ) de încărcare ( $\tau = RC$ ).

Cu alte cuvinte s-ar putea spune că tensiunea aplicată la bornele condensatorului se înmagazinează în acesta.

Curba de încărcare a condensatorului e prezentată în figura 1.5.

Dacă îndepărtăm sursa, condensatorul va rămâne încărcat pînă în momentul în care se conectează un consumator (rezistor, impedanță).

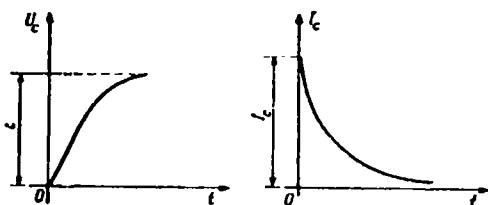


Fig. 1.5. Curba de încărcare a condensatorului.

Curba de descărcare a condensatorului e prezentată în figura 1.6.

Curentul de descărcare depinde de sarcina aplicată

$$I = \frac{U_c}{Z}$$

unde:  $U_c$  — tensiunea pe condensator  
 $Z$  — impedanța folosită ca sarcină.

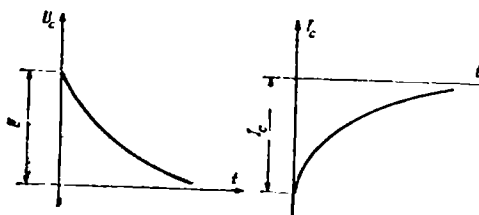


Fig. 1.6. Curba de descărcare a condensatorului.

De aceea, atingerea cu mîna a bornelor condensatoarelor (sau armăturilor) poate deveni periculoasă în cazul condensatoarelor cu capacități mari și la tensiuni ridicate.

Unitatea de măsură a capacității este *faradul* (F) definit ca fiind capacitatea condensatorului care la o diferență de potențial de 1 V acumulează o cantitate de sarcini electrice de un coulomb (C). În practică faradul este o unitate prea mare. De aceea se folosesc submultiplii acestuia: microfaradul ( $\mu F$ ), nanofaradul (nF) și picofaradul (pF).

$$1F = 10^6 \mu F = 10^9 nF = 10^{12} pF$$

Condensatoarele au utilizări multiple ca: elemente de acord în circuite oscilante, elemente de decuplare, de cuplare, de filtraj a tensiunii redresate, divizoare de tensiune.

Cele mai utilizate simboluri pentru reprezentarea condensatoarelor în schemele electronice sînt prezentate în figura 1.7.

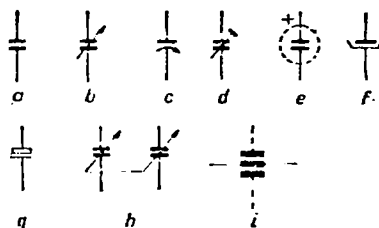


Fig. 1.7. Simboluri utilizate în scheme pentru condensatoare; *a* — simbolul general al capacității, *b* — condensator cu capacitate variabilă, *c*, *d* — condensator ajustabil (trimer), *e*, *f*, *g* — condensator electrolitic, *h* — bloc de condensatoare cu capacitate variabilă (condensatoare variabile duble), *i* — condensator de trecere.

## 2. CARACTERISTICI PRINCIPALE ALE CONDENSATOARELOR

*Capacitatea nominală* reprezintă valoarea înscrisă pe corpul condensatorului. Alături de această valoare este înscrisă și toleranța (%) care reprezintă abaterea maxim admisă a valorii reale față de valoarea nominală.

În cazul condensatoarelor cu gabarite mici, mărimea capacității nominale și a toleranței se marchează în codul culorilor (tabelul 1.3.).

TABELUL 1.3.

Capacitoare (valori în pF)

Culoarea	Coeficient de temperatură [ $\times 10^{-6}/^{\circ}\text{C}$ ]	Semnificația primelor două elemente colorate	Factor de multiplicare			Toleranța		
			C. ceramice	C. cu mică	C. cu hârtie	Ceramice ( $C \geq 10$ pF) [%]	Cu mică ( $C > 10$ pF) [%]	Cu hârtie [%]
Negru	0	0	1	1	1	$\pm 2$	$\pm 20$	$\pm 20$
Maro (cafeniu)	-33	1	10	10	10	$\pm 0,1$	$\pm 1$	$\pm 1$
Roșu	-75	2	$10^2$	$10^2$	$10^2$	$\pm 0,25$	$\pm 2$	$\pm 2$
Portocaliu	-150	3	$10^3$	$10^3$	$10^3$	—	$\pm 2,5$	$\pm 3$
Galben	-220	4	$10^4$	$10^4$	$10^4$	—	$\pm 100$	—
Verde	-330	5	—	—	$10^5$	$\pm 0,5$	$\pm 5$	$\pm 5$
Albastru	-470	6	—	—	$10^6$	—	—	—
Violet	-750	7	—	—	$10^7$	—	—	—
Gri (cenușiu)	-2200	8	$10^{-2}$	—	$10^8$	—	-20 +60	$\pm 5$
Alb	+120	9	$10^{-1}$	—	$10^9$	1	$\pm 10$	-+10
Aeriu	-100	—	—	$10^{-1}$	$10^{-1}$	—	—	$\pm 5$
Argintiu	—	—	—	—	—	—	—	$\pm 10$

Capacitoarele ceramice se marchează aproape întotdeauna prin aplicarea a cinci sau trei benzi, inele sau puncte colorate pe corpul capacitorului. La capacitoarele disc și plachetă, citirea se face începând de la terminale, iar la cele tubulare de la inelul mai gros. Evaluarea valorii se face conform tabelului 1. 3 astfel:

A. La capacitatoarele cu 3 elemente colorate,

- prima culoare indică prima cifră semnificativă;
- a doua culoare indică a doua cifră semnificativă;
- a treia culoare indică ordinul de multiplicare.

Capacitatoarele marcate cu trei marcaje colorate au coeficientul de temperatură mare și o toleranță în general de  $-20 \dots +80\%$ .

B. La capacitatoarele cu 5 elemente colorate,

- prima culoare indică coeficientul de temperatură;
- a doua culoare indică prima cifră semnificativă;
- a treia culoare indică a doua cifră semnificativă;
- a patra culoare indică ordinul de multiplicare;
- a cincea culoare indică toleranța.

*Rigiditatea dielectrică* este caracterizată prin tensiunea nominală, tensiunea de încercare și tensiunea de străpungere.

Tensiunea nominală este valoarea maximă a tensiunii care aplicată condensatorului nu duce la străpungerea acestuia.

În cazul folosirii condensatoarelor la tensiuni mai mari decât tensiunea de lucru, durata de viață a acestora se micșorează.

Tensiunea de încercare este tensiunea maximă care aplicată într-un interval scurt (de la câteva secunde la câteva minute) nu produce străpungerea condensatorului.

În general

$$U_{\text{încercare}} = (2 \dots 3) U_{\text{nominală}}$$

Tensiunea de străpungere este tensiunea minimă la care se produce străpungerea dielectricului.

În cazul folosirii condensatoarelor în circuite cu tensiune pulsatorie, suma dintre tensiunea de curent continuu și amplitudinea componentei alternative nu trebuie să depășească tensiunea nominală.

*Rezistența de izolație* între armăturile condensatorului și între armături

și carcasă, caracterizează calitatea dielectricului condensatorului.

Valori mici ale acestei mărimi duc la apariția unor curenți ce influențează negativ funcționarea schemelor electronice. Acești curenți se numesc curenți de scurgere sau, pentru condensatoarele electrolitice, curenți de fugă.

Valoarea cea mai mare a rezistenței de izolație o au condensatoarele cu pelicule sintetice, iar cea mai mică, condensatoarele electrolitice.

Rezistența de izolație depinde de temperatură și de umiditate; la apariția acestor mărimi rezistența de izolație scade rapid.

*Inductanța* este formată din inductanța proprie a condensatorului și din inductanța conexiunilor.

Inductanța proprie depinde de dimensiunile elementului capacitiv de dispunerea acestuia în raport cu corpul metalic și de modul de conectare a terminalelor de armături.

Existența inductanței modifică mărimea capacității, conduce la dependența ei de frecvență și la apariția fenomenului de rezonanță.

Figura I.8. prezintă schema echivalentă simplificată a condensatorului și

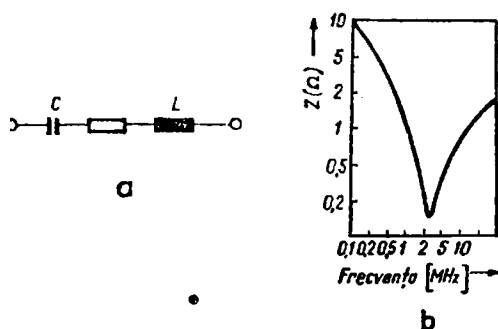


Fig. 1.8. Schema electrică echivalentă a condensatorului (a) și variația impedanței lui cu frecvența (b).

variația impedanței lui cu frecvența.

La rezonanță ( $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$ ) impedanța acestui circuit este minimă și egală cu rezistența activă de pierderi. În afara frecvenței de rezonanță impedanța este mai mare și are un caracter reactiv; la frecvențe joase capacitiv și la frecvențe înalte inductiv.

De aceea, condensatoarele trebuiesc utilizate la frecvențe mult mai mici decât frecvența de rezonanță (frecvența de lucru să fie de 2...3 ori mai mică decât frecvența de rezonanță), domeniu în care are comportare de condensator.

Micșorarea inductanței condensatorului se realizează prin:

1. reducerea dimensiunilor de gabarit ale condensatorului;
2. realizarea terminalelor din benzi în loc de sîrmă;
3. scurtarea lungimii terminalelor.

*Tangenta unghiului de pierderi* este raportul dintre puterea activă în condensator și puterea reactivă. Inversul

acestei mărimi definește factorul de calitate al condensatorului:

$$Q_c = \frac{1}{\text{tg}\delta}$$

Asupra mărimii pierderilor o influență semnificativă o au temperatura, umiditatea și frecvența; cu creșterea acestor factori, pierderile în condensator cresc.

În general pierderile condensatoarelor (cu excepția celor electrolitice) sînt mici  $\text{tg}\delta = (1 \pm 0,1)\%$

$$Q_c = 100 \dots 1\,000$$

*Siguranța în funcționare.* Pentru creșterea siguranței în funcționare a condensatoarelor se recomandă:

1. utilizarea lor la tensiuni sub tensiunea nominală;
2. evitarea încălzirii lor.

Practica arată că numărul defecțiilor condensatoarelor se dublează pentru fiecare 10...15°C peste temperatura mediului ambiant. Foarte sensibile la creșterea temperaturii sînt condensatoarele electrolitice, pentru care o creștere a temperaturii cu 10...15°C le reduce durata de funcționare de 5...10 ori.

### 3. TIPURI CONSTRUCTIVE DE CONDENSATOARE

#### *Condensatoare cu hîrtie*

Aceste componente sînt încă des utilizate datorită costului redus al materialului dielectric utilizat — hîrtia — și mai ales simplității procesului tehnologic.

Procedeele de fabricație actuală permit realizarea condensatoarelor cu hîrtie într-o gamă largă de valori (100 pF la 100  $\mu$ F) cu toleranțe ale capacității nominale de  $\pm 20\% \pm 10\% \pm 5\%$  și la tensiuni ce ajung la zeci de kilovolți.

Rezistența de izolație a acestui tip de condensator nu este prea mare; ea are valori cuprinse între 1 000 M $\Omega$ / $\mu$ F și 5 000 M $\Omega$ / $\mu$ F.

Tangenta unghiului de pierderi este de  $(3...10) \cdot 10^{-3}$  și depinde de materialele folosite ca armături, de densitatea hîrtiei, de substanța de impregnare și de modul cum se face impregnarea și uscarea bobinelor condensatorului.

Tehnologie condensatoarele cu hîrtie sînt de două tipuri:

- cu hîrtie impregnată în dielectric solid;

- cu hîrtie impregnată în dielectric lichid sau semilichid.

Ca dielectric solid se folosește cerezina și parafina, iar ca dielectric lichid sau semilichid ulei mineral, ulei de condensator, vaselină.

Condensatoarele cu hîrtie se realizează prin bobinarea a două folii de aluminiu pur și a mai multor straturi de hîrtie. Operația de bobinare este deosebit de importantă deoarece de modul cum se realizează depinde în bună parte calitatea condensatorului.

#### *Condensatoare cu pelicule din material plastic*

Aceste condensatoare sînt formate din două benzi de aluminiu, între care se găsesc cîteva pelicule de material plastic. La fel ca și la condensatorul

cu hîrtie, întregul ansamblu este înfășurat sub formă de bobină.

Micșorarea gabariturii acestui tip de condensator se realizează prin folosirea unor pelicule de plastic metalizate.

Dintre tipurile de condensatoare cu pelicule din material plastic le amintim pe cele mai des întîlnite:

- *condensatoare cu polistiren* înglobate în material plastic și închise în tuburi sau cutii metalice. Au o stabilitate ridicată cu temperatura și umiditatea,

- *condensatoare cu politetrafluoretilă*. Se caracterizează prin temperaturi de lucru ridicate (200...250°C),

- *condensatoare cu polietilen tereftalat (mylar)*. Pot lucra la temperaturi de 125...250°C.

#### *Condensatoare cu mică*

Condensatoarele din această grupă folosesc ca dielectric plăci din mică (tip muscovit) cu grosimea 0,02...0,6 mm. Condensatorul constă dintr-un pachet în care plăcile din mică alternează cu armăturile metalice.

Acest tip de condensatoare se caracterizează prin pierderi mici, stabilitate foarte mare și preț scăzut.

Condensatoarele cu mică pot fi folosite pînă la o frecvență de 100 MHz,

#### *Condensatoare ceramice*

Condensatoarele ceramice sînt formate dintr-un suport ceramic argintat pe două fețe prevăzute cu două terminale din sîrmă de cupru argintată, sudate pe pelicula de argint, întregul ansamblu fiind acoperit cu un strat protector de rășină.



După natura materialului folosit se disting condensatoare cu permitivitate dielectrică joasă, numite și condensatoare ceramice de tip I, și condensatoare cu permitivitate dielectrică înaltă sau condensatoare ceramice de tip II.

*Condensatoarele ceramice de tip I* au pierderi dielectrice mici și permitivitate relativ stabilă cu temperatura. Pot fi realizate sub formă de disc, de plachetă, tubulară.

Capacitatea nominală a acestor tipuri de condensatoare este cuprinsă în gama 1,5 pF ... 1 000 pF. Tensiunea nominală are valori între 500 V și 5 kV.

*Condensatoarele ceramice de tip II* se fabrică din ceramică cu permitivitate dielectrică foarte mare (1 500... 15 000), ceea ce permite obținerea unei capacități specifice mult mai mari decât în cazul condensatoarelor ceramice de tip I.

Capacitatea nominală este cuprinsă între 220 pF și 100 000 pF în cazul condensatoarelor simple de formă tubulară, disc sau plachetă sau pot ajunge până la 2  $\mu$ F în cazul condensatoarelor multistrat.

Tensiunile nominale se găsesc în limitele 30 V (pentru condensatoarele plachetă și multistrat) și 500...3 000 V (pentru condensatoarele disc).

Față de condensatoarele de tip I, acestea sînt mai instabile cu temperatura și au o valoare mai mare a tangentei unghiului de pierderi.

#### *Condensatoare electrolitice*

Condensatoarele electrolitice se pot clasifica astfel:

— după natura materialului utilizat la confecționarea armăturilor: cu aluminiu, cu tantal, cu niobiu etc.

— după tipul constructiv: cu electrolit lichid, semiuscat și cu electrolit solid,

— după modul de utilizare în circuite: polarizate, semipolarizate și nepolarizate.

#### *Condensatoare electrolitice cu aluminiu, cu electrolit lichid*

Este primul tip de condensator electrolitic construit; el constă dintr-un tub metalic cilindric din aluminiu (armătura de catod), în care se introduce anodul din aluminiu oxidat și electrolitul lichid. În general se folosește ca electrolit o soluție de acid boric.

#### *Condensatoare electrolitice cu aluminiu, cu electrolit semiuscat*

Acest tip de condensator este cel mai utilizat. Se obține prin bobinarea următoarelor elemente:

— foaie de aluminiu, care este armătura pozitivă sau anodul, pe care este formată pelicula de oxid de aluminiu — care constituie dielectricul;

— una sau mai multe benzi de hîrtie impregnată în electrolit care constituie catodul;

— a doua folie de aluminiu, care realizează contactul cu electrolitul — contactul catodului.

Anodul condensatorului se realizează din folie de aluminiu cu suprafața netedă sau cu suprafața mărită artificial sau asperizată.

Condensatoarele electrolitice cu folie anodică din aluminiu neasperizat pre-

zintă performanțe electrice superioare celor care folosesc folie asperizată însă au capacitatea specifică mult mai mică.

#### *Condensatoare electrolitice cu tantal*

Condensatoarele electrolitice cu tantal s-au impus în scurt timp datorită calităților superioare. Acestea pot funcționa la temperaturi mai coborâte și într-o gamă mai largă de frecvențe, au o durată mare de funcționare și stocare și un curent de fugă extrem de mic în comparație cu condensatoarele electrolitice cu aluminiu.

Se realizează în două variante constructive: bobinate și cu anozii sinterizate.

Condensatoarele bobinate sînt asemănătoare din punct de vedere constructiv cu condensatoarele semiuscate cu aluminiu.

Oxidarea foliei de tantal — cu suprafață netedă sau asperizată — se realizează în electroliti pe bază de acid boric și borax. Pentru catod se folosește folia de tantal neoxidat.

Condensatoarele cu tantal, cu anozii sinterizați sînt cele mai utilizate.

Anodul lor este un bloc, în general cilindric, din pulbere de tantal presată și sinterizată. În funcție de granulația pulberii și de condițiile de presare și sinterizare, se realizează suprafețe mari pe unitatea de volum a anodului. Sinterizarea se realizează la vid înaintat, la temperaturi de peste 2 000°C. Anozii sinterizați se oxidează, după care se încapsulează. În funcție de electrolitul utilizat înțelnim condensatoare cu electrolit lichid și cu electrolit solid. Ca electrolit lichid de

impregnare se utilizează soluții de acid fosforic sau sulfuric și de clorură de litiu. Electrolitul solid este constituit dintr-un strat de bioxid de mangan obținut prin impregnarea anodului dintr-o soluție apoasă de azotat de mangan 50 % și încălzirea lui timp de cîteva minute la o temperatură de 350—400°C. Contactul de catod în acest caz se obține prin depunerea pe stratu de bioxid de mangan a unui strat de grafit coloidal cu rezistența electrică mică.

#### *Condensatoare cu capacitate variabilă*

Condensatoarele cu capacitate variabilă sînt sisteme de plăci paralele din care unul se poate mișca în raport cu celălalt și în acest fel se modifică suprafața activă și deci capacitatea condensatorului. Sistemul fix se numește stator, iar cel mobil rotor.

Condensatoarele variabile se pot clasifica după dielectricul utilizat și după unghiul de rotire al sistemului mobil.

După dielectricul utilizat înțelnim condensatoare variabile cu dielectric aer și condensatoare cu dielectric solid.

*Condensatoarele cu dielectric aer* sînt cele mai utilizate în practică și se caracterizează prin pierderi dielectrice mici și printr-o mare stabilitate.

*Condensatoarele cu dielectric solid* au dimensiuni mici, dar sînt mai puțin stabile.

După unghiul de rotire al sistemului mobil se împart în:

- condensatoare cu unghi normal de rotire 180°;
- condensatoare cu unghi mărit de rotire (mai mare de 180°);

— condensatoare cu unghi redus de rotire (egal cu  $90^\circ$ ).

Condensatoarele cu capacitate variabilă sînt folosite ca elemente de acord în circuite oscilante. De aceea este important a se cunoaște modul de variație a capacității cu unghiul de rotire. Din acest punct de vedere condensatoarele se împart:

— condensatoare cu capacitate variabilă liniară cu unghiul de rotire al sistemului mobil;

— condensatoare care realizează în domeniul de acord variația liniară a frecvenței cu unghiul de rotire (sînt utilizate în radioreceptoare și emițătoare, în echipamente de măsură);

— condensatoare care realizează variația liniară a lungimii de undă a circuitelor acordate proporțional cu unghiul de rotire al axului (utilizate în tehnica de măsură);

— condensatoare care realizează variația logaritmică a capacității cu unghiul de rotire a axului.

#### *Condensatoare cu capacitate semireglabilă*

Una din caracteristicile cele mai importante pe care le posedă condensatoarele semireglabile o constituie stabilirea lină a capacității și menținerea ei sigură.

Acest tip de condensator se poate clasifica în funcție de dielectricul folosit care poate fi aer sau un solid.

În practică se întîlnesc următoarele tipuri de condensatoare cu capacitate semireglabilă (trimer):

— *Condensatoare ajustabile cu aer.* Sînt realizate dintr-un suport ceramic pe care este fixat statorul și rotorul.

Acest tip de condensator prezintă caracteristici electrice bune, dar datorită tehnologiei mai complexe se utilizează numai în echipamentele electronice speciale.

— *Condensatoare ajustabile cilindrice.* Constau dintr-un stator sub formă de tub și dintr-un rotor cilindric care se poate deplasa în interiorul statorului prin intermediul unei spirale cu pas mare. Valorile capacității nominale la acest tip de condensatoare este sub 20 pF.

— *Condensatoare ajustabile cu disc.* Sînt condensatoare de uz curent, ieftine, cu caracteristici corespunzătoare la dimensiuni mici. Sînt realizate dintr-un suport ceramic, statorul, pe care este fixat rotorul constituit dintr-un disc ceramic. Armăturile sînt realizate dintr-un strat de argint depus pe rotor și pe stator.

## C. BOBINE

### 1. GENERALITĂȚI

Bobinele îndeplinesc funcții esențiale în montajele radio ca de ex.: elemente principale în circuite acordate simple sau cuplate, elemente de blocare pentru curentul alternativ de înaltă frecvență, la alcătuirea celulelor de filtraj și a filtrelor de bandă de tip LC.

Inductanța bobinelor se poate explica în două moduri:

Inductanța  $L$  reprezintă proprietatea unui circuit electric de a se opune oricărei variații a curentului care-l străbate.

Este cunoscut faptul că variațiile curentului și ale fluxului magnetic sînt interdependente și anume, modificările în valoarea curentului conduc la modificări corespunzătoare ale fluxului. La rîndul ei, variația de flux magnetic conduce la apariția unei t.e.m. în circuit. Deci, aplicînd bobinei o tensiune de alimentare, în circuit se va stabili un curent crescător care va determina apariția unui flux magnetic crescător. Această variație de flux duce la apariția unei t.e.m. de autoinducție, care are tendința de a se opune oricărei variații de curent sau flux din circuit. Proprietatea de comportare inductivă a bobinei se manifestă și la descreșterea fluxului magnetic. Astfel, la deconectarea tensiunii de alimentare, t.e.m. de autoinducție se opune descreșterii curentului și acesta va avea o variație lină spre zero.

Conform celor de mai sus, fluxul magnetic și curentul variază direct proporțional:

$$\Phi = Li \text{ Wb}$$

— unde  $L$  — este un coeficient de proporționalitate numit inductanță.

Inductanța se poate defini și ca o proprietate a bobinei de a acumula energie în cîmpul magnetic.

Aplicînd la bornele bobinei o tensiune, t.e.m. de autoinducție are tendința de a se opune creșterii curentului, deci sursa de alimentare va trebui să cheltuiască o energie suplimentară pentru a învinge opunerea prezentată de circuit. Această energie se înmagazinează în cîmpul magnetic al bobinei ( $W_m = \frac{1}{2} LI^2$ ), în timp ce cu-

rentul crește de la 0 la  $I$ . La deconectarea tensiunii, rolurile circuitului și sursei de alimentare se inversează și anume circuitul se comportă ca un generator de energie față de sursă, ceea ce are ca efect scăderea treptată a curentului spre zero.

Unitatea de măsură a inductanței, henry, (H), reprezintă raportul dintre fluxul magnetic de 1 W și curentul de 1 A.

Valoarea inductanței se modifică cu temperatura similar cazului rezistoarelor:

$$L_1 = L[1 + \alpha_L(t - t_0)]$$

— unde  $\alpha_L$  este coeficientul termic care indică variația relativă a inductanței la schimbarea temperaturii cu  $1^\circ\text{C}$  ( $t - t_0 = 1^\circ\text{C}$ ).

În schemele electrice bobinele se notează ca în figura 1.9.

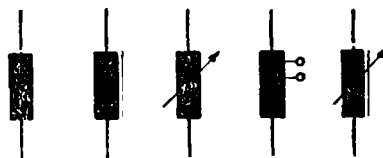


Fig. 1.9. Simboluri folosite în scheme pentru bobine.

## 2. CARACTERISTICI PRINCIPALE

În funcție de utilizare, inductanța bobinelor folosite în echipamente electronice variază de la câțiva nanohenry la sute de milihenry. Pentru calculul bobinelor se folosesc formule sau grafice. Pentru orientare, în cele ce urmează se dau câteva relații simple de calcul. Inductanța unei bobine de lungime  $l$  (lungimea bobinei este de

20...30 ori mai mare decât diametrul), cu secțiunea  $S$ , este dată cu precizie de 1...2% de relația:

$$L = \frac{4\pi N^2 S}{l}$$

$N$  — numărul de spire al bobinei

În realitate lungimea este comparabilă cu diametrul ei ( $D$ ) și în acest caz formula de calcul a inductanței este:

$$L = a N^2 D \cdot 10^{-3},$$

unde  $L$  se obține în  $\mu H$  și  $D$  în cm, iar „ $a$ ” este un coeficient a cărui valoare depinde de raportul  $\frac{l}{D}$  și care se găsește în tabele.

### 2.1. Factorul de calitate

Factorul de calitate  $Q_L$  determină proprietățile de rezonanță și randamentul circuitului; el rezultă din relația:

$$Q_L = \frac{\omega L}{R}$$

unde:  $R$  — rezistența activă a bobinei compusă din rezistența electrică a conductorului în curent de înaltă frecvență. (La înaltă frecvență rezistența conductorului este mai mare datorită efectului pelicular sau de suprafață), rezistența corespunzătoare pierderilor în dielectricul carcasei, rezistența pierderilor corespunzătoare pierderilor în ecranul bobinei etc.

La frecvențe joase (domeniul undelor lungi), rezistența bobinei se determină în principal prin rezistența conductorului la frecvența respectivă, iar la frecvențe înalte (domeniul undelor scurte), influența primordială o au pierderile în dielectric.

Bobinele actuale utilizate în echipamente electronice au factorul de calitate cuprins între 50...300.

### 2.2. Capacitatea proprie

Este constituită din capacitatea distribuită între spirele bobinei și capacitatea între bobină și corpul echipamentului. Cu cât dimensiunile bobinei sînt mai mari cu atât capacitatea proprie a bobinei este mai mare. Ea depinde de construcția bobinei și are valori cuprinse între unități de picofarad și sute de picofarazi.

Frecvențele la care se realizează acordul între inductanța bobinei și capacitatea sa proprie se numește frecvența proprie a bobinei.

Capacitatea proprie a bobinei duce la scăderea stabilității bobinei și la micșorarea factorului său de calitate.

### 2.3. Stabilitatea

Se definește prin variația parametrilor bobinei în timp, la influența temperaturii, umidității, vibrațiilor.

Variația inductanței cu temperatura se caracterizează prin coeficientul de temperatură al inductanței  $\alpha_L$ , determinat de modul de realizare al bobinajului și de calitatea dielectricului carcasei. Influența temperaturii asupra factorului de calitate și inductanței este condiționată de variația rezistenței conductorului, pentru conductoare din cupru  $Q_L$  scade cu aproximativ 10% la creșterea temperaturii cu cîte 30°C.

Fenomenul de îmbătrînire apare în cazul folosirii materialelor organice (hîrtie, materiale plastice).

Umiditatea provoacă creșterea capacității proprii și a pierderilor dielectrice. Protejarea bobinelor contra umidității se face prin ermetizare sau impregnare.

Sub acțiunea șocurilor și vibrațiilor pot apărea deplasări de spire care, în final, duc la modificarea inductanței bobinei.

### 3. CONSTRUCȚIA BOBINELOR

La realizarea bobinelor se ține seama de valoarea nominală a inductanței, gama frecvențelor de funcționare, stabilitatea, curentul prin bobină și tensiunea de funcționare, stabilitatea, curentul prin bobină și tensiunea la care este supusă.

Elementele componente ale unei bobine sînt: carcasa, înfășurarea, miezul și ecranul.

Carcasa servește ca suport pentru înfășurare și în general are forma cilindrică cu suprafața lîmă sau cu nervuri. Se realizează din materiale ușor prelucrabile, cu calități izolatoare deosebit de bune.

Înfășurarea se caracterizează prin număr de spire, pas, număr de straturi și secțiuni.

La bobinele cu un singur strat spirele pot fi dispuse una lîngă alta sau la o anumită distanță. Bobinele într-un strat, cu spire distanțate, au un factor de calitate ridicat (150...400) și sînt deosebit de stabile.

Bobinele într-un singur strat asigură inductanțe pînă la 200...300  $\mu\text{H}$ . Pentru valori mai ridicate ale inductanței

se utilizează bobine cu mai multe straturi.

O variantă a bobinelor cu mai multe straturi larg utilizată în practică este cea care folosește bobinarea universală. La bobinarea universală, spirele sînt aranjate paralel una cu cealaltă dar se dispun alternativ de la un capăt la celălalt capăt al carcasci, intersectîndu-se sub un unghi. Acest mod de dispunere a spirelor conferă bobinei o bună rigiditate mecanică fără utilizarea unor carcase speciale, un factor de calitate ridicat și capacitate proprie redusă.

### 4. TIPURI DE BOBINE

#### *Bobine cu miez magnetic*

Majoritatea bobinelor utilizate în electronică au în componența lor un miez magnetic sau un miez nemagnetic.

Influența miezului asupra inductanței bobinei este caracterizată de permeabilitatea efectivă  $\mu_e$ , astfel că inductanța unei bobine cu miez poate fi determinată, cu aproximație, cu relația:

$$L = \mu_e L_0,$$

în care  $L_0$  este inductanța bobinei fără miez.

Miezurile sînt de două feluri: miezuri închise și miezuri secționate. Miezurile neînchise sînt de obicei de formă cilindrică sau tub. Construcția acestor miezuri permite modificarea inductanței prin deplasarea lor în lungul bobinci.

Miezurile magnetice se realizează din materiale magnetodielectrice și din ferite, iar cele nemagnetice din alamă sau cupru.

### *Bobine ecranate*

Pentru a se înlătura cuplajele parazite, produse de cîmpuri electromagnetice exterioare, bobina se ecranează, prin introducerea ei în interiorul unei cutii metalice închise, care se conectează la masă.

Efectul de ecranare se caracterizează prin raportul dintre intensitatea cîmpului electric în prezența ecranului și în absența acestuia. Acest raport este de aproximativ  $1/100 \dots 1/20$ , ceea ce înseamnă un raport suficient de mare pentru o parte a aplicațiilor practice. Pentru creșterea acestui raport, în practică se realizează două sau chiar trei ecrane.

Stabilitatea bobinelor ecranate este mai slabă decît a celor neecranate, deoarece sub influența factorilor care modifică stabilitatea se modifică atît dimensiunile geometrice, cît și rezistența ecranului.

Influența ecranului asupra parametrilor bobinei se manifestă cu atît mai puternic cu cît pereții săi sînt mai apropiați de bobină.

Pentru a slăbi influența ecranului se poate plasa un cilindru din ferită între ecran și bobină; o astfel de dispunere slăbește cîmpul magnetic exterior al bobinei și cuplajul său cu ecranul, ceea ce în final conduce la posibilitatea reducerii dimensiunilor exterioare ale bobinei ecranate.

Utilizarea ecranelor magnetice conduce la creșterea inductanței bobinei (cu circa 10%) și la micșorarea corespunzătoare a factorului ei de calitate.

Ecranele se realizează sub formă de cutii cilindrice sau sub formă de cutii

paralelipipedice din aluminiu, cupru sau alamă; grosimea peretelui ecranului depinde de materialul ales și de frecvența de funcționare a bobinei. Deoarece aluminiul este mai ieftin decît cuprul, ecranele se realizează de obicei din aluminiu.

### *Bobine plate*

Bobinele plate se realizează cu ajutorul tehnologiei cablajelor imprimate sub formă de spirale plate. Inductanța acestor bobine este relativ mică ( $0,1 \dots 10 \mu\text{H}$ ). Factorul de calitate al unei astfel de bobine este cuprins între 50 și 200, depinzînd de calitatea suportului izolant și de rezistivitatea conductorului.

### *Șocuri de înaltă frecvență*

Sînt bobine de inductanță utilizate pentru creșterea rezistenței electrice în circuitele de înaltă frecvență, permițînd în același timp trecerea curentului continuu sau a curentului alternativ de joasă frecvență.

Sînt utilizate în special în echipamente de emisie radio și televiziune, pentru alimentarea etajelor de amplificare, respectiv corectarea caracteristicilor amplitudine-frecvență ale amplificatoarelor video.

## 5. CALCULUL BOBINELOR

### *I. Calculul bobinelor fără miez magnetic*

Prezentăm mai jos relațiile uzuale cu care se determină valorile inductanțelor.

a) Inductanța bobinelor fără miez magnetic:

$$L = 0,46l \cdot \lg\left(\frac{2h}{r}\right) [\mu H],$$

unde:  $l$  [m] și  $r$  [mm] — dimensiunile conductorului;

$b$  [mm] distanța dintre conductor și pământ.

b) Inductanța pe o lungime  $l$  [m] a unui circuit format din două conductoare paralele, cu secțiune rotundă:

$$L = 0,92l \cdot \lg\left(\frac{d}{r}\right) [\mu H],$$

unde:  $d$  [mm] distanța dintre două conductoare;

$r$  [mm] raza conductorului.

c) Inductanța bobinelor cilindrice cu un singur strat de spire bobinate una lângă alta (fig. I.10):

$$L = kn^2D [\mu H],$$

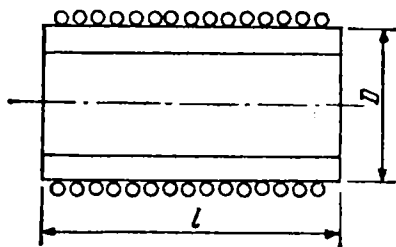


Fig. I.10. Bobină cilindrică cu un singur strat de spire alăturate.

unde:  $k$  — factor de corecție care depinde de raportul  $\frac{S}{e}$  și se găsește indicat în tabele;

$D$  [mm] — diametrul exterior al carcasei;

$n$  — numărul total de spire.

d) Inductanța bobinelor cu mai multe straturi de spire suprapuse (fig. I.11):

$$L = 10^3 F \cdot n^2 D_{med} [\mu H]$$

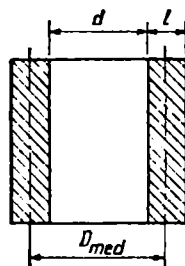


Fig. I.11. Bobină cu mai multe straturi de spire suprapuse.

unde:  $F$  — coeficient care depinde de forma carcasei,

$$F = f\left(\frac{l}{D_{med}}; \frac{t}{D}\right)$$

și rezultă din diagrame;

$l$ ,  $t$ ,  $D_{med}$  [mm] — dimensiunile bobinei;

$n$  — numărul total de spire.

## II. Calculul bobinelor cu miez magnetic

Numărul de spire al bobinelor cu miez se calculează cu relația:

$$m = k\sqrt{L}$$

unde:  $k$  este o constantă catalogată de fabricile constructoare (uzual  $k = 5, 6, 9$  pentru bobinele cu miez deschis).

## 6. REGLAJUL BOBINELOR

### Reglajul bobinelor fără miez

Acest reglaj se poate realiza în limite restrânse pentru a ajusta valoarea inductanței prin:

— modificarea poziției unui inel de cupru în scurtcircuit situat în interiorul carcasei sau prin apropierea și îndepărtarea unui disc masiv de cupru;



— modificarea poziției unui galet mobil de-a lungul carcasei.

Reglajul în limite largi se practică atunci cînd este necesară prezența unor inductanțe variabile. Acestea se pot realiza fie cu prize intermediare scoase din înfășurarea bobinei, fie din două bobine înseriate.

#### *Reglajul bobinelor cu miez*

Se realizează prin mărirea sau micșorarea reluctanței circuitului magnetic, ceea ce practic se obține prin:

— deplasarea axială (prin înșurubarea în bobină) a miezurilor magnetice cilindrice;

— apropierea sau îndepărtarea unei șaibe magnetice față de miezul principal al bobinei.

Limitele de variație a inductanțelor prin reglajul miezului depind de valoarea inductanței și de forma și dimensiunile miezului, în special de raportul dintre lungimea și diametrul  $d$  al acestuia. De exemplu, pentru miezuri cilindrice drepte, variația maximă poate atinge 90% din  $I_{\max}$  (M.S.).

## CAPITOLUL II

# DESPRE DIODE ȘI TRANZISTOARE

### 1. DIODELE ȘI APLICAȚIILE LOR

Dioda reprezintă un dispozitiv semiconductor format dintr-o joncțiune *PN*, introdusă într-o capsulă de metal, sticlă sau material plastic, cu două terminale denumite *anod* și *catod* prin care aceasta se conectează în circuitul electric. Joncțiunea *PN* reprezintă suprafața de separație dintre două regiuni semiconductoare, una de tip *P* și cealaltă de tip *N*, realizate într-un singur cristal semiconductor. În timpul polarizării directe (anod pozitiv, catod negativ) dioda prezintă, practic, o rezistență mică și permite trecerea curentului electric. În momentul polarizării inverse (anod negativ și catod pozitiv) dioda, datorită proprietăților intrinseci prezintă, în mod practic, o rezistență foarte mare, blocând aproape complet trecerea curentului electric.

Caracteristica de funcționare a unei diode este prezentată în fig. II.1. Se observă că în cazul polarizării directe, în momentul depășirii tensiunii de prag  $U_p$ , dioda permite apariția curentului în circuitul electric:

Acest curent crește după o lege de variație exponențială, o dată cu creșterea liniară a tensiunii. În cazul polarizării inverse, dioda este practic blocată, curentul invers fiind de un ordin de mărime de circa  $10^{-6}$  față

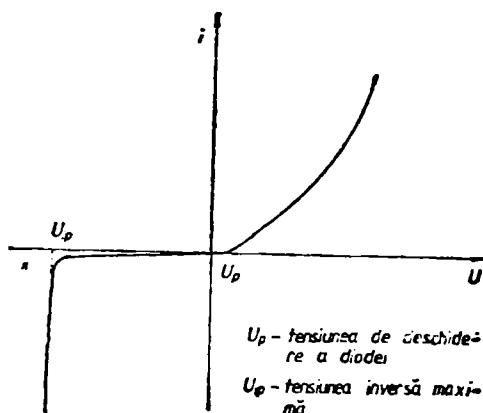


Fig. II.1. Caracteristica de funcționare a unei diode de uz general.

de curentul direct. La un moment dat, în cazul creșterii tensiunii inverse peste un anumit prag  $U_{ip}$ , dioda se „străpunge”, curentul invers crește foarte rapid și de cele mai multe ori distruge dioda. Există o varietate foarte largă de tipuri de diode, funcție de scopul urmărit în cadrul aplicativ al schemelor electronice.

Cele mai des întâlnite tipuri de diode sînt următoarele:

- dioda redresoare;
- dioda cu contact punctiform;
- dioda tunel;
- dioda varicap;
- dioda Zener

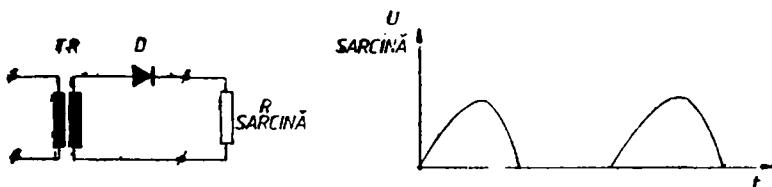


Fig. II.2. Redresorul monoalternanță.

Diodele redresoare utilizează proprietatea de conducție unilaterală a joncțiunii  $P-N$ , deci admite trecerea unui curent mare la polarizarea directă și trecerea unui curent neglijabil la polarizarea inversă. Ca ordine de mărime ale rezistenței echivalente din cele două situații, la polarizarea directă  $R_{ED} =$  zeciimi de ohm ... zeci de ohm, iar în timpul polarizării inverse  $R_{EI} =$  zeci de  $k\Omega$  ... sute de  $M\Omega$ . În funcție de materialul semiconductor folosit, diodele redresoare pot fi cu siliciu sau germaniu. În general sînt valabile următoarele diferențe între cele două tipuri:

tensiunea de deschidere  
 dioda cu germaniu      dioda cu siliciu  
 $U_0 = 0,1 \dots 0,2 \text{ V}$        $U_0 = 0,6 \dots 0,75 \text{ V}$   
 tensiunea de străpungere

$U_{p \text{ germaniu}} < U_{p \text{ siliciu}}$

curentul invers

(la polarizarea inversă)

$I_i \text{ germaniu} > I_i \text{ siliciu}$

panta caracteristicii

$i = f(U)$  în conducție

$p_{\text{germaniu}} < p_{\text{siliciu}}$

Deoarece în timpul trecerii curentului dioda prezintă o rezistență, deci se degajă căldură, este necesar ca diodele redresoare să fie folosite, potrivit caracteristicilor constructive, fără depășirea curentului maxim admisibil

de lucru, indicat în catalog. De asemenea, nu se admite depășirea tensiunii inverse maxime a tensiunii alternative ce urmează a fi redresată. Pentru curenți mari, în scopul disipației de căldură se folosesc radiatoare dimensionate corespunzător.

În figurile următoare sînt prezentate schemele de redresare cele mai des folosite. Figura II.2. prezintă schema redresorului monoalternanță și forma de undă a tensiunii redresate. Acest tip de redresor are performanțe scăzute și nu se folosește decît în cazurile în care curentul de lucru debitat de redresor este mic.

Figura II.3. prezintă schema de redresare dublă alternanță, cu un bun randament. Datorită acestui lucru este

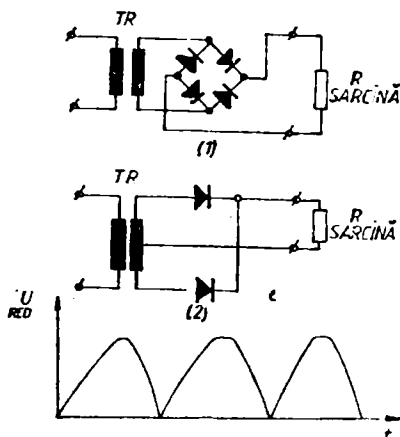


Fig. II.3. Redresorul bialternanță.

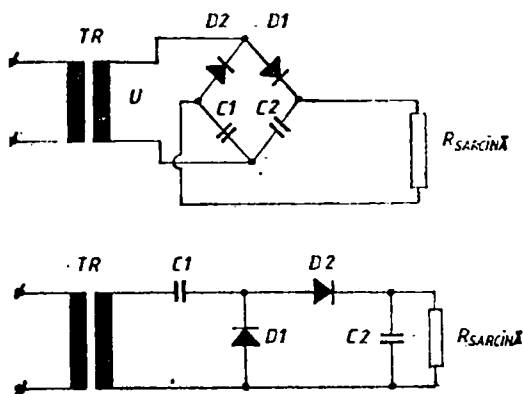


Fig. 11.4. Schema electrică a redresorului cu dublare de tensiune.

cel mai frecvent întâlnită. Apar două variante de lucru, și anume redresorul bialternanță punte (1) și redresorul bialternanță cu priză mediană (2). Forma tensiunii redresate este aceeași în ambele variante.

În figura 11.4. este prezentată schema electrică a redresorului cu dublare de tensiune, variantele (1) și (2). În varianta (1), condensatoarele se încarcă pe rând, datorită diodelor  $D_1$  și  $D_2$  la tensiunile  $U$  și  $-U$  (față de punctul comun  $C_1C_2$ ). Cele două condensatoare fiind înseriate, la bornele rezistenței  $R_{SARCINĂ}$  apare o valoare a tensiunii  $2U$ . La varianta (2), condensatorul  $C_1$  se încarcă prin dioda  $D_1$  în prima semialternanță a tensiunii alternative, la valoarea  $U$ , iar în timpul semialternanței următoare tensiunea de la bornele condensatorului  $C_1$  împreună cu tensiunea de la înfășurarea transformatorului încarcă condensatorul  $C_2$  la valoarea  $2U$ . Condensatorul  $C_2$  deci prezintă pe rezistența de sarcină o tensiune dublă de valoare  $2U$ .

Prin conectarea în cascadă a  $N$  circuite de acest fel se poate obține o multiplicare a tensiunii de  $2N$  ori, față de tensiunea alternativă inițială.

*Dioda cu contact punctiform* este special realizată pentru un curent mic de funcționare și în același timp prezintă o capacitate internă foarte mică. Datorită acestui lucru se folosește în circuitele de detecție, comutație și multiplicare a unor curenți mici și care pot avea o frecvență înaltă.

*Dioda tunel* are o caracteristică de funcționare specială, prezentată în figura 11.5. Se remarcă porțiunea cu așa-zisa „rezistență negativă”  $AB$ , caracterizată prin faptul că la creșterea tensiunii curentul prin diodă scade. Acest tip de diodă se folosește la compensarea rezistențelor de pierderi în circuitele oscilante, la oscilatoare și circuite basculante.

*Dioda varicap* reprezintă tipul de semiconductor la care este folosită proprietatea prezenței unei capacități în momentul polarizării inverse. Această capacitate este dependentă de valoarea tensiunii aplicate. În acest fel, funcție de o tensiune variabilă, se poate realiza o capacitate de valoare

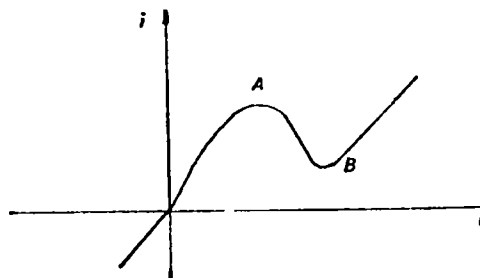


Fig. 11.5. Caracteristica de funcționare a diodei tunel.

variabilă. Dioda varicap este cel mai des utilizată în circuitele oscilante cu acord variabil (fig. II.6). Un alt domeniu de lucru al acestui tip de diodă îl întâlnim în cadrul circuitelor de stabilizare, multiplicare și schimbare a frecvenței. La tensiuni mici de comandă capacitatea diodei varicap

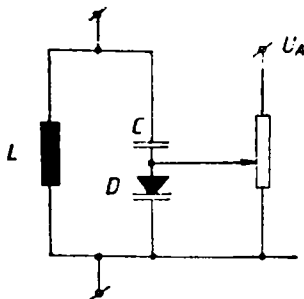
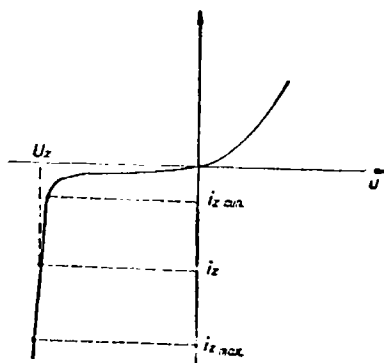


Fig. II.6. Circuit oscilant cu diodă varicap;  
 $U_A$  — tensiunea continuă,  $D$  — dioda varicap,  $f = 1/2\pi \sqrt{L(C//C_D)}$ .

este mare, iar pe măsură ce tensiunea crește, valoarea capacității scade. În acest fel, funcție de tensiunea de comandă se poate obține o variație a capacității după un algoritm stabilit, potrivit scopului urmărit. Capacitatea echivalentă a circuitului oscilant din figura II.6 este formată din cea fixă a condensatorului  $C$ , în serie cu capacitatea reglabilă a diodei varicap.

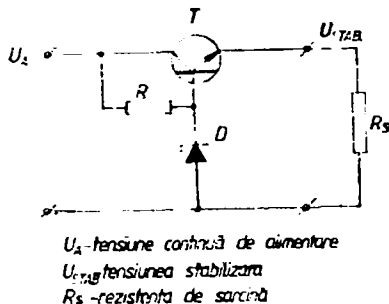
Dioda Zener utilizează proprietatea joncțiunii  $P-N$  de a avea, în regim de polarizare inversă, atunci când intră în zona de străpungere, o tensiune constantă la borne, indiferent de valoarea curentului dintr-o anumită plajă de valori. Acest tip de diodă mai poartă numele și de *diodă stabilizatoare de tensiune*. Caracteristica de funcționare pentru o diodă Zener este prezen-



$U_Z$  — tensiunea de lucru stabilizată  
 $I_{Z_{min}}$  — curentul minim pentru tensiunea stabilizată.  
 $I_Z$  — curentul optim pentru tensiunea stabilizată.  
 $I_{Z_{max}}$  — curentul maxim pentru tensiunea stabilizată.

Fig. II.7. Caracteristica de funcționare a diodei Zener.

tată în figura II.7. Pentru o funcționare optimă, curentul de lucru al diodei Zener se va calcula (și realiza în montaje) astfel încât să prezinte valoarea  $I_Z$ , dată și în catalogul de diode. În acest fel, la variațiile curentului în limitele destul de largi  $I_{Z_{min}} \dots I_{Z_{max}}$ , tensiunea  $U_Z$  se va menține practic constantă. În figura II.8 este prezentată o schemă simplă de stabilizator de tensiune cu dioda Zener.



$U_1$  — tensiune continuă de alimentare  
 $U_{1,2,3}$  — tensiunea stabilizată  
 $R_s$  — rezistența de sarcină

Fig. II.8. Cel mai simplu stabilizator de tensiune.

Se observă că, aplicînd legea lui Kirchhoff obținem:

$$U_z = U_{BE} + U_{SARCINĂ}$$

Deoarece  $U_z = \text{const.}$ , indiferent de variațiile lui  $i_z$  prin rezistența  $R$ , iar  $U_{BE}$  (tensiunea bază-emitor a tranzistorului  $T$ ) este practic constantă într-o plajă mare de valori, conform relației anterioare rezultă:

$$U_{SARCINĂ} = U_z - U_{BE} = \text{constant.}$$

Pentru diodele Zener de putere se folosesc în mod obligatoriu radiatoare dimensionate corespunzător, în scopul prevenirii ambalării termice. Pentru orice diodă Zener se recomandă ca terminalele de contact diodă-cablaj să aibă minim 10 mm (fapt specificat și de cataloage). (E.M.)

## 2. VERIFICATOR PENTRU DIODE

În schema din figura II.9 este prezentat un dispozitiv care permite verificarea automată și rapidă a diodelor printr-o singură operație. Rapiditatea este asigurată de faptul că măsurătoarea se face în curent alternativ, la frecvența rețelei (50 Hz). La o alternanță se indică dacă dioda în conducție directă este întreruptă, iar cealaltă alternanță permite sesizarea unui curent invers prea mare sau scurt-circuit datorită clacării joncțiunii.

Defecțiunile sînt indicate vizual prin aprinderea unor diode luminescente (LED). Introducerea inversată accidentală a diodei de verificat în dispozitiv nu are caracter distructiv. Dioda nu se strică, însă se aprind amîndouă LED-urile.

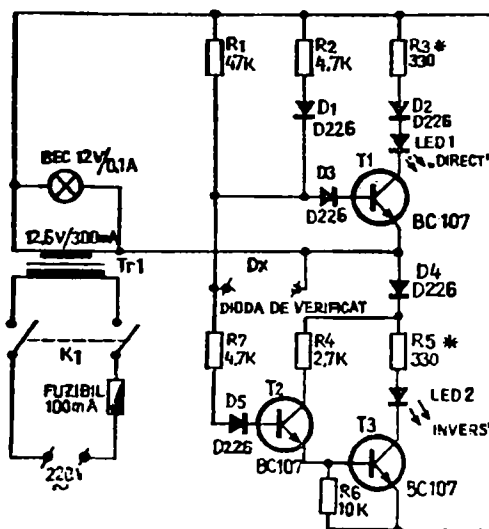


Fig. II.9. Verificator pentru diode.

Cînd o diodă bună este introdusă corect, nici una din diodele luminescente nu se aprinde.

Dacă aparatul de verificat este pus în funcțiune neavînd diodă de verificat în suport, se aprinde indicația „DIRECT”.

Această avertizare intră în funcțiune dacă rezistența între bornele de conectare a diodei  $D_x$  are o valoare peste o anumită limită sau este infinită.

Analizînd schema de principiu, se constată că alimentarea montajului în curent alternativ este una din particularitățile verificatorului.

Tranzistoarele sînt alimentate numai în timpul unei monoalternanțe. Astfel tranzistorul  $T_1$  și piesele aferente ( $D_1$ ,  $D_2$ ,  $D_3$ ,  $R_2$ ,  $R_3$  și  $LED_1$ ) funcționează cînd emitorul lui  $T_1$  este alimentat cu polaritate negativă, iar capătul opus al înfășurării secundarului este pozitiv. În această situație dioda de verificat șuntează baza lui

$T_1$  la emitor, iar  $LED_1$  nu se aprinde. Dacă  $D_x$  în conducție directă are o rezistență prea mare, se polarizează baza lui  $T_1$ , care intră în conducție, iar  $LED_1$  se aprinde.

Totodată, datorită polarităților existente la această monoalternanță, tranzistoarele  $T_2$ — $T_3$  nu sînt alimentate, din cauza diodei  $D_4$ .

La schimbarea alternanței, polaritățile se inversează, se alimentează  $T_2$  și  $T_3$ , care intră în conducție în cazul în care rezistența inversă a diodei  $D_x$  este prea mică; se polarizează baza lui  $T_2$  prin  $R_7$  și  $D_5$ , respectiv prin  $T_2$ , care conduce. Se polarizează și  $T_3$  în conducție, iar  $LED_2$  se aprinde.

Cu picsele indicate și tensiunea recomandată, tensiunea inversă de vîrf este de aproximativ 18 V, iar curentul maxim în conducție este mai mic de 4 mA. Dacă se aprinde  $LED_1$  („DIRECT“), căderea de tensiune în conducție directă pe  $D_x$  este mai mare de 1,3 V la 3 mA, iar aprinderea lui  $LED_2$  („INVERS“) indică un curent invers de aproximativ 0,05 mA la 16 V sau mai mult.

De remarcat că rezistența inversă a diodei  $D_x$  formează cu  $R_1$  un divizor de tensiune care polarizează (prin  $R_7$ — $D_5$ ) baza lui  $T_2$ . Dacă această tensiune depășește 2 V, tranzistorul  $T_2$  intră în conducție. (I.M.)

### 3. TRANZISTOARELE ȘI APLICAȚIILE LOR

Tranzistorul reprezintă un dispozitiv electronic primar, format dintr-un aranjament de materiale semiconduc-

toare astfel ales și realizat încît să îndeplinească, printr-un amplasament adecvat de curenți și tensiuni, diferite funcții în cadrul unui montaj electronic.

Deși există o diversitate foarte mare de tipuri, funcție de modalitatea de lucru și scopul urmărit în cadrul unei scheme electronice, tranzistoarele se pot împărți în două mari categorii, și anume tranzistoare bipolare și tranzistoare unipolare (cu efect de cîmp).

Un tranzistor bipolar este alcătuit din materiale semiconductoare de tip  $P$  și  $N$ . Un material semiconductor de tip  $N$  reprezintă practic un „acceptor“ de sarcini electrice negative, iar un material semiconductor de tip  $P$  reprezintă un „acceptor“ de sarcini electrice pozitive. Aceste caracteristici ale semiconductoarelor de tip  $P$  și  $N$  au fost obținute printr-un tratament chimic de impurificare controlată (dopare) a unui element semiconductor cu un înalt grad de puritate chimică (Si, Ge, GaAs). Zona de tranziție dintre două materiale semiconductoare se numește joncțiune. Modul de comportare al unei joncțiuni  $PN$  în momentul polarizării de către o sursă de tensiune rezultă din însăși structura sa. În momentul polarizării directe (plusul la  $P$  și minusul la  $N$ ) joncțiunea „acceptă“ trecerea sarcinilor electrice (deci un curent electric), practic prezentînd o rezistență mică la trecerea curentului electric.

Dacă se realizează polarizarea inversă (plusul la  $N$  și minusul la  $P$ ) joncțiunea nu acceptă trecerea cu ușurință a sarcinilor electrice, deci practic nu circulă curentul electric (deci în con-

diții speciale de polarizare), deoarece în acest caz joncțiunea prezintă o rezistență electrică mare.

Structura și funcționarea tehnică a tranzistorului bipolar se bazează pe existența în componența sa a materialelor semiconductoare de tip *P* și *N*, și totodată pe modul de comportare a joncțiunilor *PN* în timpul polarizării.

Tranzistorul bipolar reprezintă o grupare intimă de materiale semiconductoare, de tip *PNP* sau *NPN*.

Cele trei terminale atașate celor trei regiuni ale tranzistorului poartă denumirea de colector, bază și emitor. Bază este realizată dintr-un strat subțire de semiconductor, de structură diferită, ca polaritate, față de colector și emitor, care au aceeași structură (*P* sau *N*).

După cum se observă în figura II.10, orice tranzistor are două joncțiuni, și anume joncțiunea colector-bază și joncțiunea bază-emitor. În condiții de funcționare normală, totdeauna joncțiunea bază-emitor se polarizează direct, iar joncțiunea colector-bază se polarizează invers.

Analizînd modul de funcționare al tranzistorului, se observă că în momentul polarizării directe a joncțiunii bază-

emitor, aceasta prezintă o rezistență echivalentă mică, deci permite trecerea unui curent bază-emitor.

În același moment, purtătorii de sarcină electrică, care au potențialul emitorului, ajung în regiunea joncțiunii bază-colector. Dacă între emitor și colector există o diferență mare de potențial electric, în circuitul emitor-colector apare un curent electric de valoare mare.

Curentul bază-emitor se datorează deci unei polarizări directe, iar curentul colector-emitor unei polarizări inverse suplinite de faptul că între colector și emitor există o diferență de potențial mare. Practic, curentul bază-emitor reprezintă 2...4 % din curentul colector-emitor. Se observă că, de fapt, potențialul electric din joncțiunea bază-emitor s-a transferat, datorită polarizării directe a acesteia, în zona joncțiunii bază-colector, generînd între colector și emitor un curent de valoare mare. Astfel este posibilă comanda curentului colector-emitor de către curentul bază-emitor. Apare așa-numitul efect de „transfer de rezistență” mică a joncțiunii bază-emitor în regiunea colector-emitor. De aici vine și denumirea tranzistorului (*TRANS*fer-*resISTOR*)

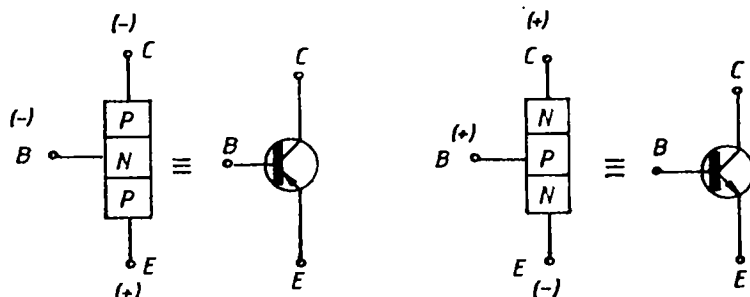


Fig. II.10. Tranzistorul bipolar — simbolul și polarizarea joncțiunilor.



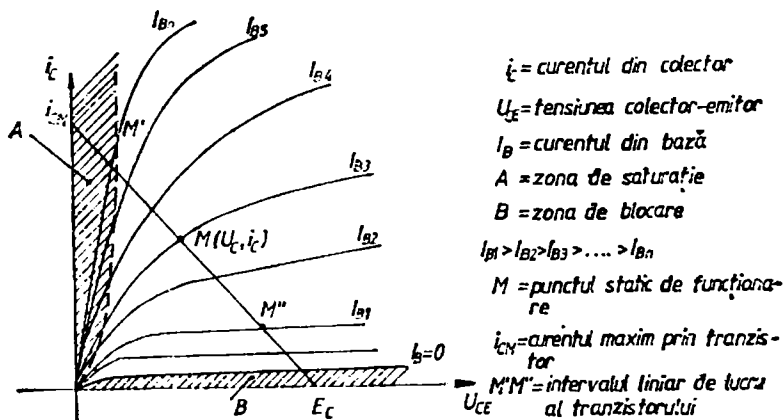


Fig. II.11. Caracteristicile de funcționare ale tranzistorului.

Atunci cînd baza are un potențial electric apropiat (sau similar) cu al emitorului, rezistența echivalentă a joncțiunii bază-emitor este mare, sarcinile electrice care au potențialul emitorului nu mai ajung cu ușurință în regiunea joncțiunii colector-bază, deci curentul colector-emitor este mic (sau nul). Imediat apare o „rezistență echivalentă mare” care blochează curentul de colector-emitor.

Avantajul sistemului este următorul: cu un curent mic bază-emitor se poate „controla” riguros un curent mare colector-emitor. Ecuatiile care descriu funcționarea (tehnică) a oricărui tranzistor sînt următoarele:

$$\begin{aligned} I_E &= I_O + I_B \\ I_O &= \beta I_E \end{aligned} \quad (1)$$

unde:

$I_E$  = curentul din emitor

$I_O$  = curentul din colector

$I_B$  = curentul din bază

$\beta$  = factorul de amplificare în curent al tranzistorului.

Funcționarea celor două tipuri de tranzistoare bipolare (PNP sau NPN)

este similară, diferă doar tipul polarizărilor, particular fiecărei structuri (prezentat în figura II.10).

Ecuatiile reale care descriu funcționarea exactă a tranzistorului în regim static (ecuațiile Ebers-Moll) sînt mai complexe, dar constructorul amator poate aproxima cu lipsa de precizie de 1...2% funcționarea tehnică a oricărui tranzistor utilizînd relațiile (1).

Caracteristicile reale de funcționare în regim static ale tranzistorului sînt prezentate în figura II.11. Ele exprimă relațiile de legătură dintre curenții prin tranzistor și tensiunile aplicate între terminalele sale. Se recomandă utilizarea tranzistorului astfel încît să fie evitate zonele de saturație sau de blocare, unde neliniaritățile caracteristicilor de transfer intrare-ieșire sînt foarte mari și nu se pot compensa (fig. II.12).

Din însăși structura sa internă, tranzistorul se poate considera ca un generator de curent comandat.

Acest lucru permite realizarea unei diversități de scheme electronice, deoa-

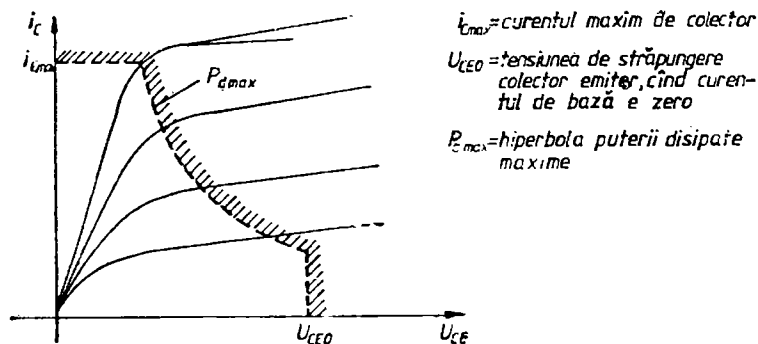


Fig. II.12. Zona admisă de funcționare a unui tranzistor.

rece prin amplasarea în bază, colector sau emitor a unor grupuri de componente electronice pasive (rezistori, condensatoare, bobine) se obțin în final o multitudine de funcții de transfer intrare-ieșire, potrivit scopului urmărit.

Pentru utilizarea eficientă a unui tranzistor este necesar a cunoaște:

— caracteristicile electrice ale tranzistorului;

— tipurile curenți de montaje în care se poate folosi;

— modul de polarizare, pentru funcționarea optimă;

*Caracteristicile electrice ale tranzistorului* reprezintă valori ale unor parametri indicate de fabricant, în scopul utilizării lui potrivit cerințelor. Să nu uităm că, datorită construcției practice, tranzistorul nu reprezintă doar un ansamblu de rezistențe ce se pot „comanda” (așa cum a fost prezentat anterior pentru înțelegerea funcționării lui), ci deține și o serie de capacități care, în funcție de domeniul de lucru, contează în momentul încadrării lui într-un montaj. Datorită acestor considerente, fabricantul precizează într-o foaie de catalog atât parametrii limitați

de funcționare ai tranzistorului, cât și caracteristicile de funcționare pentru diferite regimuri de lucru, sub formă de diagrame. Cei mai importanți parametri sînt:

$U_{BE \max}$  = tensiunea maximă bază-emitor

$U_{CE \max}$  = tensiunea maximă colector-emitor

$I_{G \max}$  = curentul maxim de colector

$P_{d \max} = U_{CE} I_G$  = puterea disipată maximă (fig. II.12)

$U_{OE \text{ sat}}$  = tensiunea colector-emitor la saturație, pentru o anumită valoare a curentului colector

$f_T$  = frecvența de tăiere

$h_{21E} = \beta$  = factorul de amplificarea în curent

$F$  = factorul de zgomot

$T_{J \max}$  = temperatura maximă a joncțiunii

$R_{thJ-C}$  = rezistența termică joncțiune-capsulă.

*Tipurile curenți de montaje* în care tranzistorul se poate folosi rezultă din construcția sa. Deoarece tranzistorul este un dispozitiv cu trei electrozi, el se poate conecta în trei moduri, sau conexiuni (fig. II.13). Acestea sînt

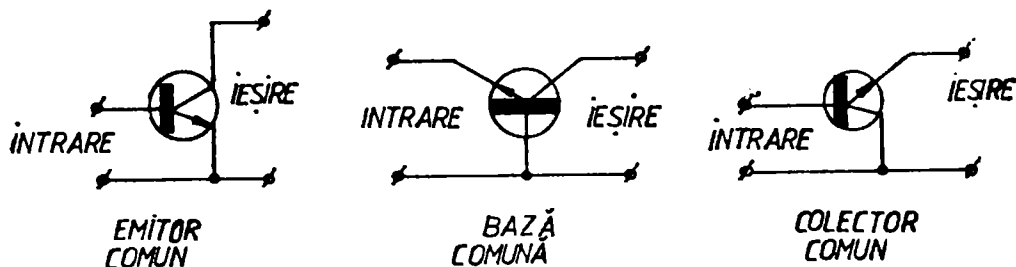


Fig. II.13. Tipuri de conexiuni ale tranzistorului.

conexiunile cu *emitor comun*, cu *bază comună* și cu *colector comun*.

Caracteristicile principale ale acestor conexiuni se prezintă în tabelul de mai jos.

De aici rezultă următoarele concluzii:

— conexiunea tip emitor comun se folosește acolo unde este necesară o amplificare mare de curent, tensiune sau putere;

— conexiunea tip colector comun (repetor pe emitor) se folosește acolo unde este necesară o adaptare de impedanță, oferind o impedanță mare de intrare și mică de ieșire;

— conexiunea cu bază comună este optimă acolo unde se lucrează cu frecvențe mari (radiofrecvență).

**NOTĂ 1**

$Z_{iE}$  — impedanța de intrare a conexiunii EC

$R_g$  = rezistența internă a generatorului de tensiune a sursei de semnal

$Z_{eE}$  = impedanța de ieșire a conexiunii EC.

Circuitele de polarizare asigură funcționarea tranzistorului în punctul static de funcționare impus de caracteristicile regimului dinamic. Punctul static de funcționare reprezintă punctul din

Tipul conexiunii → Mărimea ↓	Emitor comun (EC)	Bază comună (BC)	Colector comun (CC)
Impedanța de intrare $Z_i$	medie $Z_{iE}$	mică $Z_{ib} \propto \frac{Z_{iE}}{\beta}$	mare $Z_{ic} \propto \beta R_{SARCINĂ}$
Impedanța de ieșire $Z_e$	mare $Z_{eE}$	foarte mare $Z_{eb} \propto \beta Z_{eE}$	mică $Z_e \propto \frac{Z_{iE} + R_g}{\beta}$
Amplificarea în curent	mare	$< 1$	mare
Amplificarea în tensiune	mare	mare	$< 1$
Frecvența de tăiere	joasă $f_T$	mare $\beta \cdot f_T$	joasă $f_T$
Defazaj față de semnalul inițial	180° (inversare)	0° (nu)	0° (nu)

planul unei familii de caracteristici de funcționare ale tranzistorului, ale cărui coordonate sînt tensiunea continuă și curentul continuu (fig. II.11). Alegerea punctului static de funcționare  $M$  se face ținînd cont de următoarele:

- dispersia caracteristicilor aceluiași tip de tranzistor;
- optimizarea funcției de transfer intrare-ieșire;
- asigurarea stabilității ținînd cont de variațiile de temperatură, care modifică în mare măsură caracteristicile de funcționare ale tranzistorului (mult la tranzistoarele cu germaniu și mai puțin la cele cu siliciu).

Pentru prezentarea unor scheme de polarizare curent întîlnite s-a ales conexiunea emitor comun, la celelalte tipuri de conexiuni polarizările fiind asemănătoare.

În figura II.14.A este prezentată cea mai simplă schemă de polarizare a unui tranzistor. Rezistența  $R_B$  asigură curentul necesar polarizării bazei tranzistorului și implicit asigură valoarea curentului de colector ( $I_C = \beta I_B$ ). Deficiența schemei constă în instabilitatea la variațiile de temperatură care modifică valoarea rezistorului de valoare mare  $R_B$  și a tensiunii  $U_{BE}$  și, implicit, valoarea tensiunii din colectorul tranzistorului. O oarecare ameliorare a derivei termice este furnizată de către rezistorul  $R_E$  care la creșterea curentului  $I_C$  mărește valoarea necesară tensiunii de polarizare a bazei  $U_{BE} + R_E I_E$ , restabilind oarecum situația de echilibru.

Variante de polarizare mult mai eficiente în privința compensării ter-

mice sînt prezentate în fig. II.14.B și fig. II.14. C, unde baza este alimentată folosind un divizor de tensiune ( $R_{B1}$  și  $R_{B2}$ ). În fig. II.14 D, bază este polarizată de un divizor de tensiune în care s-a intercalat și un termistor.

La creșterea temperaturii acesta își micșorează rezistența, micșorînd tensiunea de polarizare a bazei și astfel reducînd tendința de creștere a curentului din colector.

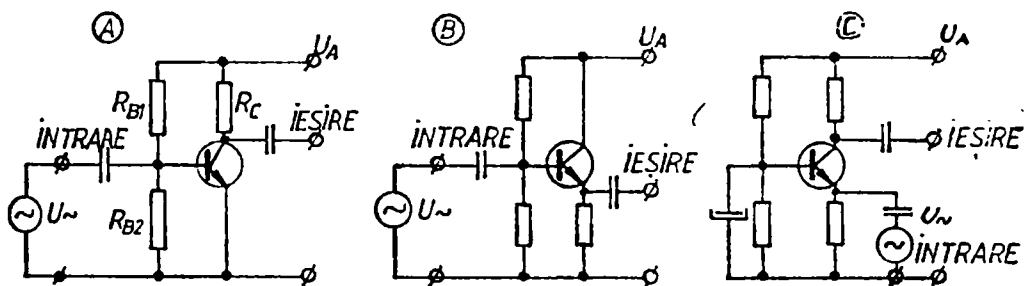
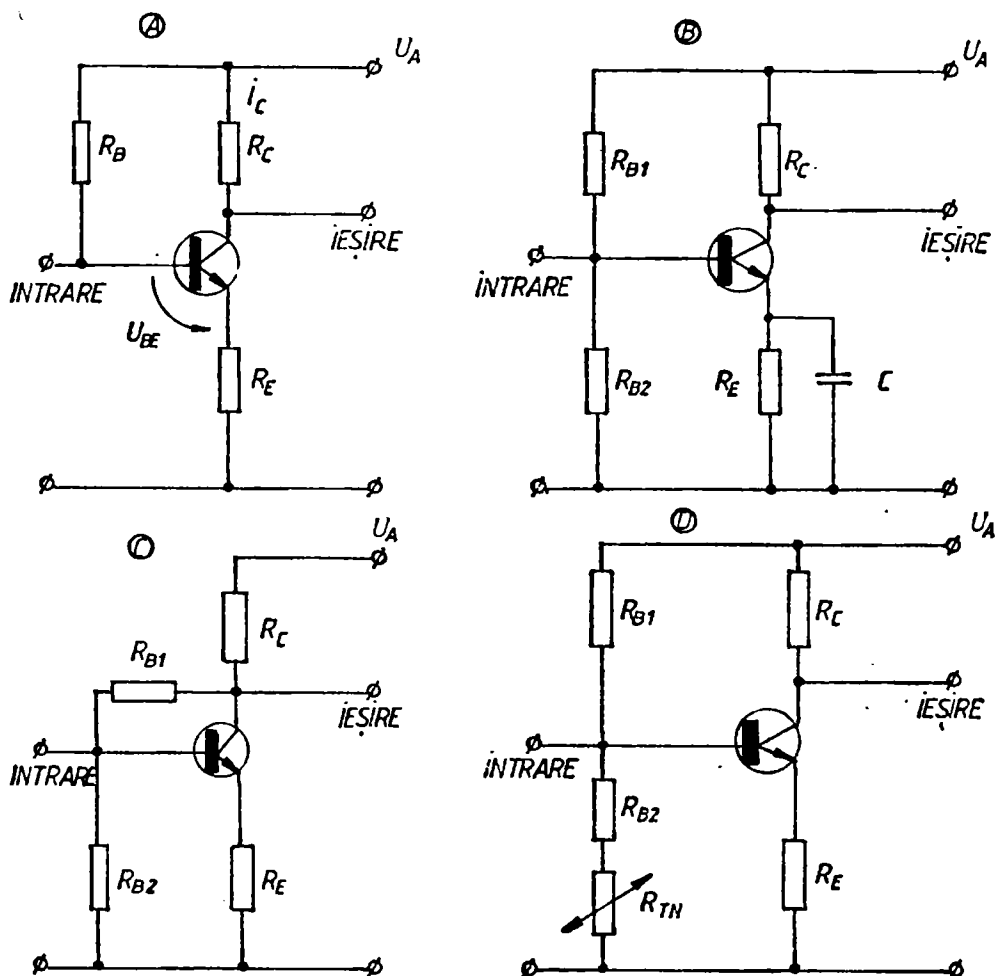
În timpul regimului dinamic de funcționare, pentru diverse valori ale curentului  $I_B \pm \Delta I_B$  corespund variații ale curentului  $I_C + \Delta I_C$ . Analizînd fig. II.11 se observă importanța menținerii punctului de funcționare în intervalul  $M'M''$ , în caz contrar nemai-păstrîndu-se liniaritatea funcției de transfer intrare-ieșire. S-a descris funcționarea montajului tip EC din fig. II.12, dar concluziile sînt valabile pentru toate circuitele, indiferent de modul polarizării sau tipului de conexiune în montaj al tranzistorului.

În fig. II.15 sînt prezentate tipurile de amplificatoare cel mai des întîlnite:

- amplificator de tensiune, montaj EC (A)
- amplificator de curent, montaj CC (B)
- amplificator de tensiune, montaj BC (C).

În vederea îmbunătățirii performanțelor unui circuit care folosește un singur tranzistor, s-au realizat scheme electrice cu doi tranzistori astfel interconectați încît să fie obținute avantaje evidente. Cele mai uzuale tipuri de tranzistoare compuse sînt următoarele:

- montajul Darlington — montaj dublet serie



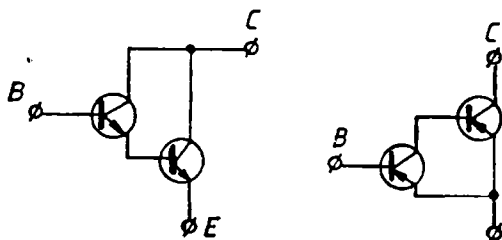


Fig. II.16. Montaje Darlington NPN și PNP.

- montajul super-G — montaj dublet paralel
- montajul super-D
- montajul cascăd

În fig. II.16 este prezentat montajul Darlington. El deține următoarele avantaje:

- impedanța de intrare dublă față de cea a unui singur tranzistor;
- factor de amplificare  $\beta_D \approx \beta_1 \cdot \beta_2$

În fig. II.17 este prezentată schema electrică a montajului super-G. Avantajul său esențial îl constituie factorul de amplificare foarte mare echivalent

$$\beta_G \approx \beta_1 \cdot \beta_2$$

Denumirea lui provine de la faptul că notația pentru conductanța sa mutuală (panta) este  $G$  ( $g \gg g_1$  și  $g \gg g_2$ ).

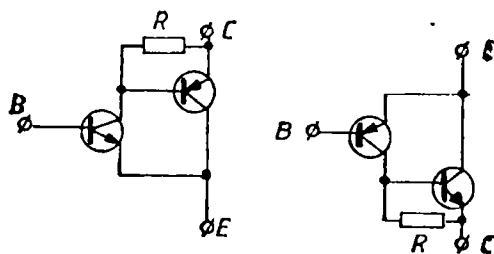


Fig. II.17 Schema electrică a montajului „dublet serie”, tip NPN și PNP.

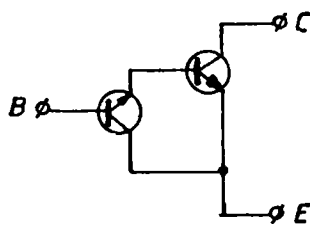


Fig. II.18. Montaj Super-.

În fig. II.18 este prezentată configurația super-D. La acest tip de montaj se obțin:

$$\begin{aligned} \beta &\approx \beta_1 \cdot \beta_2 \\ Z_i &\approx Z_1 + \beta_1 Z_2 \end{aligned}$$

Practic, parametrii finali ai montajului sînt dictați de al doilea tranzistor, fapt esențial în unele aplicații.

În fig. II.19 este prezentată configurația tranzistorului compus tip cascăd (a) și schema electrică de funcționare

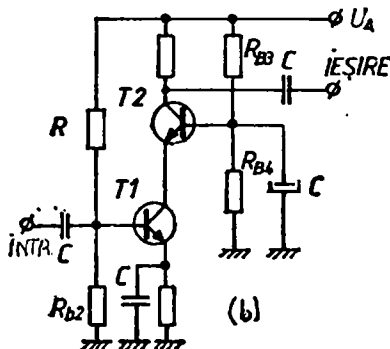
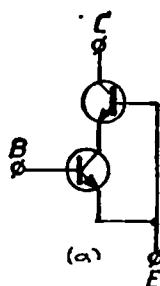


Fig. II.19. Montaje cascăd.

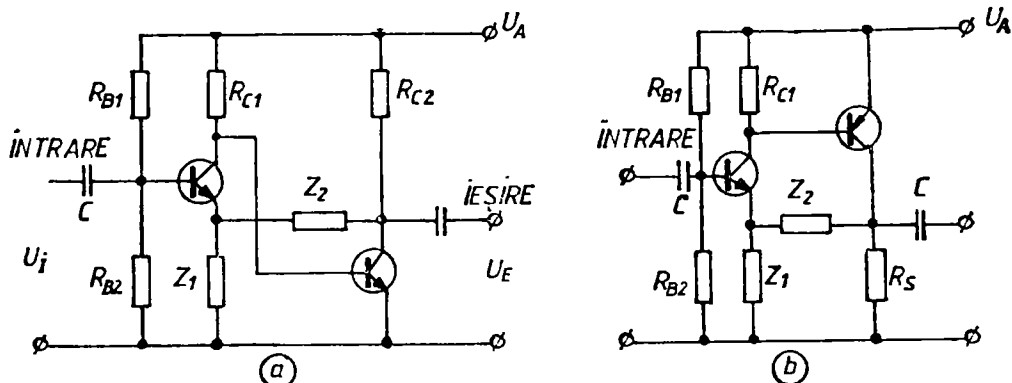


Fig. II.20. Schema electrică a montajului „dublet serie”, tip *NPN* și *NPN-PNP*.

oare (b) care se folosește în mod frecvent practic. Avantajul esențial al montajului cascod îl constituie lipsa unei reacții interne ieșire-intrare, fapt care implică o foarte bună stabilitate în funcționare. Datorită acestui lucru montajul cascod se folosește foarte des în aplicațiile din domeniul frecvențelor înalte (etaje de intrare, amplificatoare selective etc.)

În fig. II.20 este prezentată schema electrică a dubletului serie. Acest tip de montaj se folosește frecvent în aplicațiile practice, unde este necesară amplificarea unui semnal mic și totodată obținerea unor distorsiuni minime.

Se remarcă posibilitatea obținerii unei amplificări dependente doar de raportul unor impedanțe:

$$A_u = \frac{Z_2}{Z_1}$$

În felul acesta, prin modificarea impedanțelor  $Z_1$  și  $Z_2$  se pot obține o diversitate de funcții de transfer.

Denumirea schemei provine de la tipul buclei de reacție negativă aplicată (reacție serie-paralel).

În fig. II.21 este prezentată schema electrică a dubletului paralel (denumit astfel conform reacției negative paralel-paralel).

Amplificarea în tensiune a semnalului de intrare este:

$$A_u = \frac{Z_2}{Z_1} \cdot \frac{Z_{C2}}{Z_{E2} \parallel Z_2},$$

(notă  $\parallel$  = în paralel)

În ambele cazuri, se recomandă ca tranzistorul  $T_1$  să aibă un factor de amplificare mare ( $\beta > 500$ ), să lucreze cu un curent de colector mic, iar utilizînd o polarizare adecvată, o fracțiune cît mai mare din tensiunea de alimentare  $U_A$  să fie repartizată pe rezistența  $R_{C1}$ .

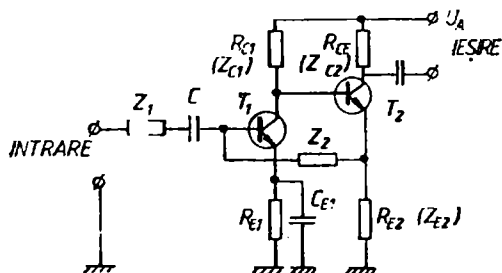


Fig. II.21. Schema electrică a montajului „dublet paralel”.

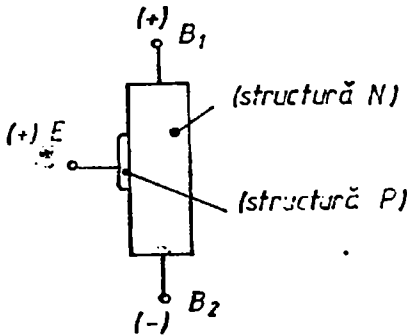


Fig. II.22. Structura fizică și caracteristica de funcționare a tranzistorului unijoncțiune (TUJ).

Una din variantele tranzistoarelor bipolare o constituie *tranzistorul unijoncțiune*. De această dată structura sa fizică prezintă doar o singură joncțiune, dispusă astfel încât să optimizeze funcționarea acestui tip de tranzistor. În momentul polarizării directe  $EB_2$ , valoarea rezistenței sale echivalente scade, iar la un moment dat, o dată cu atingerea unui potențial al emitorului de valoare

$$V_p = V_0 + \eta V_{B_1 B_2}$$

apare efectul „de tranzistor” și rezistența echivalentă  $B_1 B_2$  scade brusc, în același mod ca și la tranzistorul bipolar. Valoarea tensiunii  $V_p$  se numește tensiune de amorsare, iar  $\eta$  reprezintă raportul intrinsec de divizare, propriu fiecărui tip de tranzistor unijoncțiune. Structura fizică și caracteristica de funcționare a tranzistorului unijoncțiune sînt prezentate în figura II.22.

Datorită variației cu temperatura a tensiunii  $V_D$ , pentru compensarea acestui lucru se leagă în serie cu baza  $B_2$  o rezistență de compensare.

Cea mai frecventă utilizare practică a tranzistorului TUJ este generatorul

de impulsuri (fig. II. 23). Funcționarea sa este următoarea: Pe măsură ce condensatorul  $C$  se încarcă prin rezistorul  $R_1$  cu o tensiune pozitivă, potențialul emitorului  $E$  crește, pînă ce se produce amorsarea, rezistența echivalentă  $B_1 B_2$  scade brusc și condensatorul se descarcă prin rezistorul  $R_2$  (determinînd la bornele lui un impuls de tensiune). În acest fel potențialul emitorului scade, TUJ-ul se blochează și procesul se reia ciclic cu o perioadă

$$T = RC \ln \left( \frac{1}{1 - \eta} \right)$$

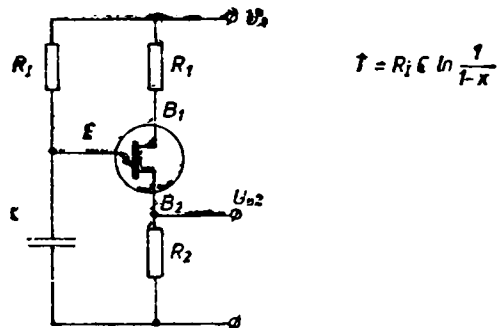


Fig. II.23. Oscilator de relaxare cu tranzistor unijoncțiune.



În locul rezistorului  $R_2$ , de multe ori, se dispune înfășurarea primară a unui transformator, iar înfășurarea secundară comandă cu impulsuri de tensiune deschiderea unui tiristor, triac etc.

*Tranzistoarele cu efect de câmp* (TEC) sau *tranzistoarele unipolare* formează a doua mare categorie de dispozitive semiconductoare. Tranzistorul TEC reprezintă un dispozitiv electronic activ, cu trei terminale, conținând următoarele părți: canalul, sursa, drena, poarta și suportul (substratul).

Canalul reprezintă o regiune semiconductoare, a cărei conductibilitate se poate controla. Prin canal circulă curentul acestui tip de tranzistor. *Drena* (D) reprezintă regiunea semiconductoare spre care se deplasează purtătorii de sarcină, analogul colectorului de la tranzistorul bipolar. *Sursa* (S) este regiunea de la care începe deplasarea purtătorilor de sarcină prin canal, analogul emitorului de la tranzistorul bipolar. *Poarta* (G) este o regiune semiconductoare (sau metalică) folosită pentru controlul curentului prin canal, asemănătoare prin analogie bazei tranzistorului bipolar. *Suportul* (SUB) (sau substratul) este un domeniu pasiv, pe care se construiește TEC. Modul de funcționare al TEC se aseamănă cu al tranzistorului bipolar, dar în acest caz controlul curentului sursă-drenă este efectuat prin intermediul câmpului electric creat de poartă, perpendicular pe direcția de deplasare a purtătorilor de sarcină electrică din canal. Deoarece curentul absorbit de poartă este foarte mic (comparativ cu cel absorbit de baza

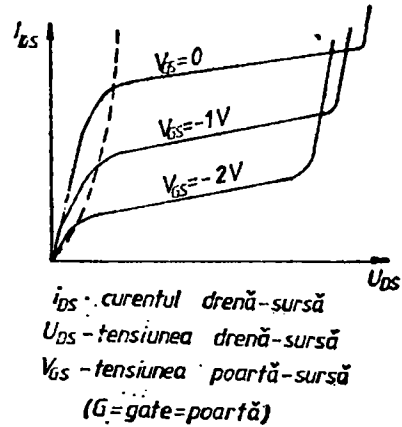


Fig. 11.24. Caracteristicile de funcționare ale unui tranzistor cu efect de câmp, cu poartă joncțiune (TEC-J).

tranzistorului bipolar) aceste tranzistoare se pot foarte bine considera ca rezistoare controlate prin tensiune. Funcționarea tranzistorului TEC rezultă din caracteristicile sale electrice, prezentate în fig. 11.24. Se precizează că s-au prezentat caracteristicile pentru diferite valori ale tensiunii de polarizare poartă-sursă.

După caracteristicile constructive (și funcționale) marea clasă a tranzistoarelor TEC se poate împărți în următoarele grupe:

1. TEC cu poartă joncțiune, numit TEC-J. La acest tip de tranzistor canalul de conducție al curentului dintre sursă și drenă este controlat de către regiunile de sarcină electrică spațială (de trecere) a celor două joncțiuni adiacente lui, care sînt polarizate invers.

2. TEC cu poartă izolată, la care poarta este separată de semiconductor printr-un strat izolator foarte subțire numit TEC-MOS. Funcție de modul

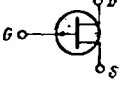
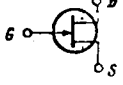

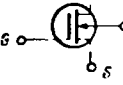


TIPUL	CANAL TIP N	CANAL TIP P
TEC - J	$V_{DS} > 0$ $V_{GS} > 0$ $I_{DS} > 0$ 	$V_{DS} > 0$ $I_{DS} > 0$ $V_{GS} < 0$ 
TEC - MOS	CANAL INITIAL $V_{DS} < 0$ $I_{DS} < 0$ $V_{GS} \approx 0$ $V_{SUB} > 0$ 	$V_{DS} > 0$ $I_{DS} > 0$ $V_{GS} \approx 0$ $V_{SUB} < 0$ 
	CANAL INDUS $V_{DS} < 0$ $I_{DS} < 0$ $V_{GS} < 0$ $V_{SUB} > 0$ 	$V_{DS} > 0$ $I_{DS} > 0$ $V_{GS} > 0$ $V_{SUB} < 0$ 

Fig. II.25. Clasificarea tranzistoarelor cu efect de câmp.

de formare al canalului de conducție a curentului, tranzistoarele TEC-MOS pot fi:

2.1. TEC-MOS cu canal indus (sau cu strat de inversiune, sau îmbogățit)

2.2. TEC-MOS cu canal inițial (sau cu strat sărăcit).

Clasificarea tranzistoarelor TEC în funcție de tipul și polaritatea canalului sînt prezentate în figura II.25, împreună cu modul de notare și polaritatea curenților și a tensiunilor.

În ceea ce privește polarizarea și tipurile de montaje în care pot fi folosite, concluziile stabilite pentru tranzistorul bipolar sînt aceleași și în cazul tranzistoarelor TEC. Desigur că există

montaje speciale, și în același timp o serie de precauțiuni suplimentare. O primă precauțiune se cere în ceea ce privește manipularea și polarizarea tranzistoarelor TEC-MOS, deoarece stratul izolator poartă, de semiconductor, fiind foarte subțire, poate fi ușor distrus chiar de o sarcină electrostatică transmisă prin simpla atingere. Din acest motiv, în scopul evitării unor polarizări inverse nedorite, terminalele sînt scurtcircuitate de un colier de metal, care se scoate numai după ce terminalele tranzistorului s-au lipit în cablajul imprimat.

Utilizările cele mai frecvente ale tranzistoarelor TEC se întîlnesc la circuitele electrice unde este necesară o impedanță de intrare foarte mare. O altă utilizare des folosită este intercalarea unui tranzistor TEC într-un circuit în care se cere prezența unei rezistențe variabile, comandate în tensiune. (E.M.)

#### 4. TESTER PENTRU TRANZISTOARE

O verificare calitativă a tranzistoarelor de mică putere, PNP sau NPN, de joasă sau înaltă frecvență, se poate obține cu montajul simplu prezentat în figura II. 26.

Montajul se compune din două părți: o configurație de oscilator în care este introdus tranzistorul supus testării și un detector-redresor.

Dacă tranzistorul supus testării este bun, în circuitul oscilant vor apărea oscilații cu o anumită frecvență, care vor fi redresate de diodele  $D_1$  și  $D_2$ .

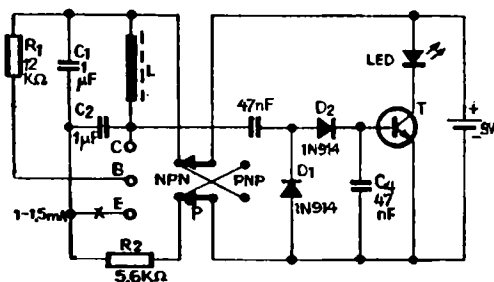


Fig. 11.26. Tester pentru tranzistoare.

montate pentru dublarea tensiunii. La încărcarea condensatorului  $C_2$ , tranzistorul se deschide și dioda electroluminescentă va indica situația.

Bobina este confecționată pe o oală de ferită și are 800—400 de spire CuEm 0,1. Tranzistorul poate fi de orice tip (de exemplu BC107, BC108, BC170, BF214, BF215 etc.). (I.M.)

## 5. ECHIVALENTELE PENTRU DIODE SAU PENTRU TRANZISTOARE

Problema echivalenței dispozitivelor semiconductoare este de strictă actualitate, deoarece există o mulțime de firme care produc o diversitate de tipuri.

Modul de a găsi un echivalent pentru o componentă electronică este următorul:

- se notează tipul de diodă (tranzistor) folosit în schema electrică și eventual câteva caracteristici ale acesteia (preamplificator, redresor etc.);

- se caută în catalogul firmei producătoare datele principale ale semiconductorului și anume:

- 1 — tipul (*NPN*, *PNP*, cu germaniu sau siliciu);
- 2 — puterea;
- 3 — tensiuni și curenți — valori maxime;
- 4 — frecvența de tăiere;
- 5 — factorul de amplificare și de zgomet (pentru tranzistoare);

— se caută în catalogul IPRS o diodă (tranzistor) asemănătoare ca performanțe, totdeauna îndeplinind următoarele:

- 1 — același tip (*NPN*, *PNP*, cu germaniu sau siliciu);
- 2 — puterea cel puțin egală sau mai mare;
- 3 — tensiuni și curenți — valori cel puțin egale sau superioare;
- 4 — frecvența de tăiere — egală sau superioară;
- 5 — factorul  $\beta$  și  $F$  — aproximativ egali.

Dacă nu găsim datele de catalog ale semiconductorului realizat de o firmă străină, în funcție de etajul funcțional în care lucrează acesta, se stabilesc:

- tipul (*NPN*, *PNP* și se observă, după tensiune, dacă semiconductorul este cu siliciu sau germaniu);

- curenții și tensiunea de lucru — valorile maxime care sînt îndeplinite de semiconductorul autohton;

- tipul frecvenței de lucru al schemei (*RF*, *AF*, redresare etc.) și de aici se estimează  $f_T$ ;

- factorul și modul de lucru —  $\beta$  și  $F$ ;

- din catalogul IPRS se caută și se alege un semiconductor cu performanțele estimate.

## 6. DISPOZITIVE DE COMUTAȚIE STATICĂ

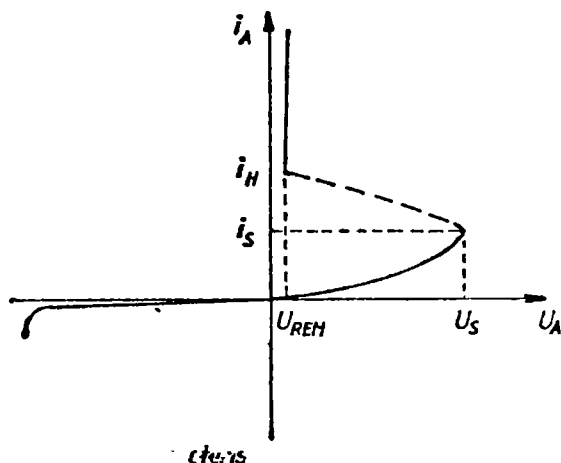
Dispozitivele de comutație statică fac parte din categoria dispozitivelor semiconductoare cu mai multe joncțiuni, care au la bază structura *PNPN*. Aceste dispozitive multijoncțiune se deosebesc între ele prin numărul, structura și dimensiunile straturilor componente, precum și numărul de terminale exterioare. Cele mai frecvent întâlnite tipuri sînt:

- dioda *PNPN* (dioda Shockley);
- tiristorul;
- tiristorul tetradă;
- tiristorul bidirecțional — triacul;
- diacul;
- contactorul unilateral cu siliciu;
- contactorul bilateral cu siliciu;
- tranzistorul unijoncțiune programabil.

*Dioda PNP* este o structură cu patru regiuni semiconductoare diferite, prevăzută cu două terminale, anod și catod. În polarizarea directă (anodul mai pozitiv decît catodul) ca-

racteristica de funcționare (vezi fig. II.27) are două regiuni de funcționare stabilă: curent mic — tensiune mare (starea de blocare în direct) și curent mare — tensiune mică (starea de conducție). Dispozitivul trece din starea de blocare în starea de conducție atunci cînd tensiunea pozitivă aplicată pe anod depășește o anumită valoare, numită valoare de prag. Depășirea valorii de prag a tensiunii se numește „amorsarea” diodei care intră în conducție. Trecerea din starea de conducție în starea de blocare are loc atunci cînd curentul prin diodă scade sub o anumită valoare; dioda se comportă ca o diodă obișnuită (cu o joncțiune PN). Dioda *PNPN* se folosește ca diodă de comutație (rapidă) și diodă de impulsuri (pentru generatoare de oscilații).

*Tiristorul* reprezintă o structură *PNPN* prevăzută cu electrod de comandă, denumit grilă sau poartă. De obicei poarta se conectează la regiunea *P* apropiată de catod (poarta *p*). Există și unele tiristoare cu poarta



$U_S$  — tensiunea de amorcare (de prag)

$i_S$  — curentul de amorcare

$U_{REH}$  — tensiunea remanentă pentru curentul static maxim admisibil

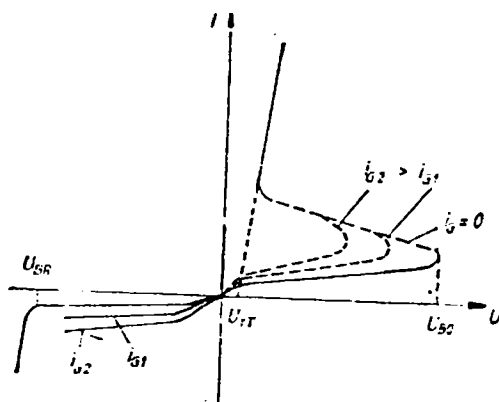
$i_S$  — curentul de intrare în conducție

$i_H$  — curent de menținere

Fig. II.27. Caracteristica de funcționare a diodei *PNPN* (dioda Shockley).

conectată lângă regiunea dinspre anod (poarta II) denumite tiristoare complexe. Tiristorul se poate „amorsa” în mod practic aplicând un curent electrodului de comandă, sau depășindu-se tensiunea de amorsare în direct, fapt care se evită de cele mai multe ori deoarece deteriorează joncțiunile PNPN. După „amorsare” poarta își pierde proprietățile de comandă. Rolul electrodului de comandă se recapătă după ce curentul anodic s-a întrerupt datorită anulării tensiunii anodice sau datorită scăderii lui sub valoarea curentului de menținere (curentul  $i_{II}$ , minim necesar ca tiristorul să rămână amor-sat). Practic, tiristorul reprezintă un contactor static unidirecțional, care se deschide sau nu după cum, polarizat în sens direct fiind, grila de comandă primește sau nu curentul necesar „amorsării”. La alimentarea tiristorului cu tensiune alternativă, funcționarea lui este asemănătoare cu aceea a unei diode semiconductoare, cu deosebirea că „deschiderea” poate fi comandată preferențial, prin aplicarea pe poartă la un moment dat a impulsului de comandă.

Caracteristica de funcționare a tiristorului este prezentată în fig. II.28 (pentru diverși curenți de grilă). Tiristoarele se folosesc în mod frecvent la realizarea redresoarelor comandate sau a convertoarelor statice. Unele tiristoare se pot amorsa cu un flux luminos, dispozitivele de acest fel purtând numele de *fototiristoare*. (LASCR = Light



- $i_g=0$  - curentul de poartă nul.
- $i_{g1}, i_{g2}$  - curenți de poartă
- $U_{BO}$  - tensiunea de întoarcere ( $i=0$ )
- $U_{IR}$  - tensiunea în sarcină (tiristorul amor-sat)
- $U_{BS}$  - tensiunea inversă de străpungere

Fig. II.28. Caracteristica de funcționare a tiristorului.

activated silicon controlled rectifier). Există tiristoare prevăzute cu două grile de comandă în raport cu catodul: una pentru comanda tensiunii pozitive, cealaltă pentru comanda tensiunii negative. Acest dispozitiv reprezintă un *tiristor-tetrodă* (SCS = silicon controlled switch) adică contactor cu siliciu controlat.

Un alt tip de tiristor este *tiristorul biooperațional* (GTO = gate turn off). Acest tip de tiristor poate fi blocat după amorsare prin aplicarea pe poartă a unei tensiuni de comandă negative.

*Triacul* este un dispozitiv multi-joncțiune (cu 5 sau chiar mai multe joncțiuni), care este echivalent cu două tiristoare montate antiparalel și prevăzute cu un singur electrod de

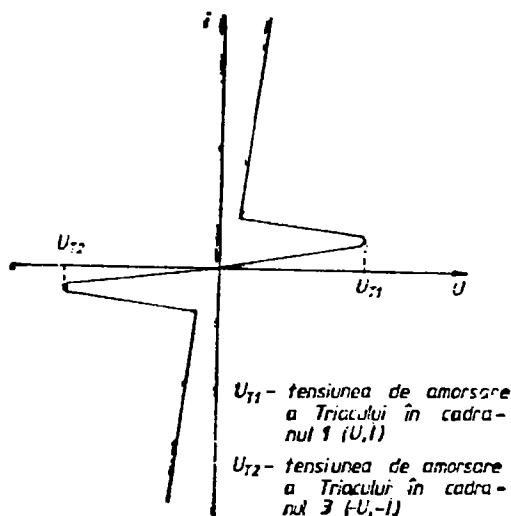


Fig. 11.29. Caracteristica de funcționare a triacului în cadranele I și III.

comandă (*triac* = triode alternating current). Triacul are caracteristica tensiune-curent simetrică, similară cu a unui tiristor polarizat în sens direct, pentru ambele polarități ale tensiunii aplicate între terminalele principale. Triacul este utilizat cel mai frecvent în circuitele de comandă continuă a puterii, în schemele electrice care utilizează alimentarea cu tensiune alternativă. Caracteristica de lucru — figura 11.29.

*Diacul* este un dispozitiv multi-juncțiune de mică putere, asemănător cu triacul, dar lipsit de electrod de comandă. Diacul prezintă tensiuni de amorsare reduse, folosindu-se datorită caracteristicii abrupte tensiune-curent la circuitele de comandă ale triacurilor sau tiristoarelor (*diac* = diode alternating current). Curentul nominal de lucru al diacului este de ordinul zecilor

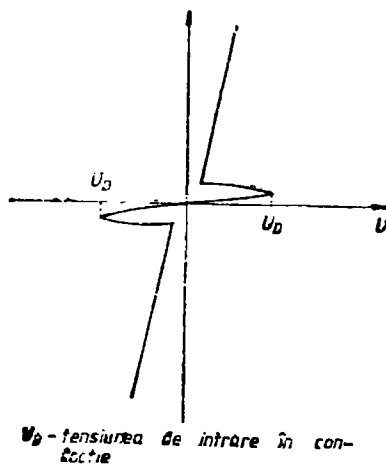


Fig. 11.30. Caracteristica de funcționare a diacului.

de miliamperi, dar el suportă în regim de scurtă durată (până la 15...20  $\mu$ s) curenți de vîrf pînă la 2 A.

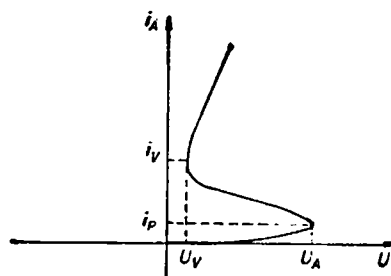
Caracteristica tensiune-curent a diacului este prezentată în figura 11.30.

*Contactorul unilateral cu siliciu* (SUS = silicon unilateral switch) reprezintă un tiristor de curenți mici cu poartă tip N, care înglobează în structura sa o diodă de avalanșă conectată între poartă și catod. Se utilizează în special la comanda tiristoarelor mari.

*Contactorul bilateral cu siliciu* (SBS = silicon bilateral switch) echivalează cu două contactoare SUS montate în montaj antiparalel. Se utilizează în circuitele de comandă ale triacurilor.

*Tranzistorul unijuncțiune programabil* (TUJP) este asemănător unui tiristor cu poartă anodică, de mică putere, care are o caracteristică asemănătoare cu aceea a tranzistorului

unijoncțiune. Prezintă avantajul că parametrii caracteristici (curent de vîrf, curent de vale și raportul intrinsec) se pot programa conform cerinței schemei de funcționare, cu ajutorul unor rezistențe exterioare montate corespunzător. TUJP se deschide foarte rapid (nanosecunde) atunci cînd tensiunea anodului depășește tensiunea grilei de comandă, stabilită convenabil de un divizor rezistiv. Caracteristica de funcționare a TUJP este prezentată în figura II.31. (E.M.)



$U_A$  - tensiunea de amorsare

$i_P$  - curent de amorsare

$i_V$  - curent de deschidere

$U_V$  - tensiunea de deschidere

Fig. II.31. Caracteristica de funcționare a tranzistorului cu joncțiune programabil.

# CÎTEVA SFATURI PRACTICE

### 1. ETAPELE DE REALIZARE ALE UNUI MONTAJ ELECTRONIC

Un număr din ce în ce mai mare de tineri s-au aplecat cu multă pasiune asupra electronicii. De aceea, pentru a veni în ajutorul acestora, am considerat de cuviință să prezentăm etapele de realizare ale unui montaj electronic.

În foarte multe cărți de specialitate au fost prezentate aceste etape. Dar în majoritatea cazurilor acestea nu au aplicabilitate pentru un electronist amator datorită mijloacelor modeste de care dispune.

Noi vom încerca să prezentăm aceste etape prin prisma dotării tehnice mai reduse a electroniștilor amatori.

Prima etapă este alegerea schemei montajului electronic respectiv.

Deoarece nu întotdeauna în cărțile și publicațiile de specialitate pe care le avem la îndemână vom găsi schema dorită, ar fi bine ca, în timp, să colecționăm scheme care la prima vedere sînt interesante. Acestea pot fi strînse într-un dosar sau, mai bine, dacă dispunem de mai mult timp liber pot fi desenate într-un caiet de matematică tip „studentesc”.

În caiet, pe lângă schemele copiate putem să mai notăm diferite date necesare cum ar fi: calculul unui transformator de rețea, benzile de frecvență

ale canalelor radio și tv, codul culorilor, tabele cu diferite constante etc.

La alegerea schemei este bine să ținem cont de performanțele acesteia și de piesele disponibile. Numai după ce toate piesele au fost procurate se trece la proiectarea și realizarea cablajului imprimat.

Înainte de a trece la proiectarea și realizarea cablajului se va verifica funcționalitatea schemei. Pentru aceasta avem nevoie de o placă de încercări. Ea poate fi construită de orice amator. O asemenea placă este prezentată în figura III.1.

Dimensiunile plăcii și distanța dintre punctele de conexiune variază de la proiectant la proiectant.

Cea de a doua etapă este proiectarea și realizarea cablajului imprimat.

Proiectarea se face pe hîrtie milimetrică sau pe hîrtie de matematică.

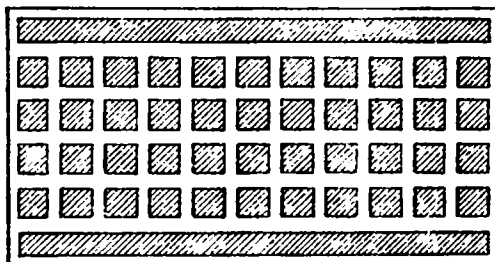


Fig. III.1. Placă pentru încercări.



La proiectare se va ține cont de gabaritul pieselor și de poziția pe care acestea urmează să le ocupe. Desenul va cuprinde toate legăturile dintre piese. Locul pieselor va fi de așa natură stabilit încât conexiunile dintre acestea să nu se intersecteze. Acolo unde se vor monta piesele se vor desena cerculețe care, printr-o găurire ulterioară a cablajului, vor deveni puncte de fixare a componentelor. Încă de la proiectare va trebui să ținem seama de funcționalitatea unor componente. Astfel, în montaj pot exista rezistoare de wattaj mare care, prin căldura ce o degajă, pot influența buna funcționare a componentelor vecine. Acestea nu se vor monta lângă tranzistoare, deoarece căldura degajată poate duce la ambalarea termică a tranzistoarelor și apoi la distrugerea acestora. De asemenea, se va evita montarea lângă condensatoarele electrolitice, care datorită căldurii se pot usca în timp. În unele montaje sînt necesare ecrane (în special în cele de radiofrecvență). De aceea se prevede un spațiu pentru montarea acestora.

În etajele de putere de audiofrecvență, o parte din tranzistoare necesită radiatoare. Radiatoarele de gabarit mai mic se montează prin prinderea cu un șurub de corpul tranzistoarelor. În proiectare se va ține cont și de spațiul ocupat de acestea.

Desenul va include și puncte de conexiune pentru firele de alimentare, iar unde este cazul și pentru cele de ieșire.

După ce am realizat desenul vom trece la realizarea propriu-zisă a cablajului imprimat.

Desenul realizat pe hîrtie urmează să fie transpus pe fața curată a plăcii. Pentru a ne ușura munca de copiere a desenului (sînt cazuri cînd desenul cablajului este destul de complicat) vom puncta cu ajutorul unui punctator locurile unde urmează să fie practicate găurile necesare prinderii pieselor. Pentru aceasta se va suprapune peste fața curată a plăcuței desenul realizat pe hîrtie. Desenul se va prinde de plăcuță cu puțină bandă scoci pentru a se evita deplasarea acestuia în timpul operației de punctare. Punctarea se va face cu un punctator bine ascuțit. Înainte de a se trece la trasarea desenului se va face găurirea și apoi curățirea feței placate. Curățirea se face cu „tix” sau „Alba-menaj”. Dacă straturile de oxid sînt mai groase se poate apela și la hîrtie abrazivă mai fină. Găurirea se va face cu un burghiu cu diametrul de 1 mm.

După ce placa a fost bine curățată (atenție, urmele de grăsime ce se depun la contactul cu mîna pot îngreua trasarea desenului) se trece la trasarea desenului pe placă. Pentru trasare se folosește tuș scrigrafic sau tuș carmin. Mai poate fi folosită și vopseala pe bază de nitrolac — din comerț.

Trasarea desenului se va face cu un toc cu peniță, cu rotring sau cu un trăgător. Grosimea traseelor este bine să fie de 1—2 mm pentru a se evita exfolierea la căldura degajată în timpul operației de lipire. După ce desenul astfel executat s-a uscat, urmează corodarea. Într-o tăviță de prelucrat hîrtie foto punem plăcuța cu desenul în jos pentru a grăbi procesul de corodare (cuprul corodat va cădea pe fundul

tăvii). Apoi turnăm peste acestea cloș rură ferică, pînă ce plăcuța este acoperită cu soluție. Corodarea se consideră încheiată cînd cuprul neacoperit cu tuș sau vopsea dispăre. Se scoate plăcuța din soluție și se spală sub un jet de apă. După ce placa s-a uscat se trece la înlăturarea tușului sau a vopselei de pe traseele cablajului. Aceasta se face cu un tampon de vată îmbibată cu un dizolvant: benzină, acetonă, tiner, alcool etc. Ultima operație este acoperirea de protecție împotriva oxidării. Se face cu o soluție diluată de colofoniu în alcool, cu lac nitrocelulozic incolor sau pur și simplu cu fixativ pentru păr. Vom trece la montarea pieselor. Ar fi bine ca înainte de lipire, fiecare componentă să fie verificată. Verificarea se face cu un ohmmetru. Cu ajutorul acestuia se pot verifica valorile rezistoarelor, starea condensatorilor electrolitici și joncțiunile tranzistoarelor folosite.

Lipirea se face cu un ciocan de lipit de putere convenabil aleasă. Ea poate varia între 15 W și 35 W în funcție de mărimea suprafeței de lipit. Este de preferat folosirea ciocanelor de lipit de putere mică pentru a se evita deteriorarea pieselor printr-o încălzire excesivă în timpul lipirii.

⊙ problemă mai deosebită o ridică lipirea tranzistoarelor cu efect de cîmp. Datorită impedanțelor mari dintre joncțiuni ele se pot încărca electrostatic și chiar străpunge cînd sînt luate în mînă. Pentru a preveni acest lucru, piesele acestea se păstrează cu terminalele scurtcircuitate cu o sîrmu-liță. Sîrmu-lița se va scoate numai

după ce acestea au fost lipite în montaj. Lipirea se va face cu un ciocan de lipit care are vîrfu conectat la masă (pot exista tensiuni datorate unei izolații mai proaste între rezistență și vîrfu de lipit).

Pentru a putea efectua lipiri cît mai corecte este necesar ca vîrfu ciocanului de lipit să fie curat și cositorit (numai în acest fel transferul de căldură de la vîrf la piesa de lipit este maxim). Acest lucru se va obține cu ajutorul unei hîrtii abrazive cu care se îndepărtează oxidul depus. După curățire se scufundă vîrfu ciocanului de lipit încălzit într-un decapant (se poate folosi cu succes sacizul), după care se cositoarește.

Pentru lipirea componentelor electronice se utilizează în mod frecvent fluidorul. Acesta conține, pe lîngă aliajul de lipit, și un decapant.

După ce toate piesele au fost montate pe plăcuță se va face o verificare atentă a traseelor cablajului imprimat și a amplasamentului pieselor (din greșeală se pot monta piese diferite ca valoare de cele din schemă). În cazul în care se constată greșeli ale conexiunilor dintre piese se va trece la corectarea acestora. Acolo unde este necesar se va întrerupe conexiunea greșită cu ajutorul unui bisturiu sau un cuțit bine ascuțit. Conexiunea greșită se va reface cu sîrmă de conexiune izolată.

Numai după ce am constatat că piesele de pe cablaj au fost conectate ca în schemă se trece la alimentarea montajului și ulterior la eventualele reglaje. (M.S.)

## 2. TEHNICA LIPIRII COMPONENTELOR ÎN MONTAJELE ELECTRONICE

Prin operația de lipire se înțelege — în sensul lucrării de față — îmbinarea a două sau mai multe repere metalice între ele, la cald, cu ajutorul unui metal de adaos. Părțile metalice ale pieselor îmbinate reprezintă metalele de bază, iar metalul de adaos reprezintă aliajul de lipit. Acesta are temperatura de topire inferioară celei pe care o au metalele de bază ale pieselor îmbinate. Se menționează că îmbinarea părților metalice ale pieselor se poate face prin sudură, dar în acest caz are loc topirea acestora, pe când lipirea se face numai prin încălzirea lor și compactizarea mecano-electrică datorată aliajului de lipit.

Se precizează că în zona de lipire este necesar să se realizeze încălzirea la o temperatură care să asigure fluidizarea aliajului de lipit și totodată curgerea acestuia în spațiile libere dintre suprafețele metalelor ce urmează a fi lipite. Concomitent, se încălzesc straturile superficiale ale metalelor de bază. Atomii din rețeaua cristalină a aliajului topit capătă energii mari și intră în contact nemijlocit cu atomii metalului de bază. În acest fel, în interiorul rețelei cristaline au loc schimbări datorită solubilității reciproce dintre aliajul topit și metalul pieselor de bază.

Apare fenomenul de „umezire” a metalelor de bază, de către aliajul de lipit. Tensiunile superficiale de la suprafețele metal solid-aliaj lipire trebuie să fie minime, pentru a obține o „umezire” bună ale pieselor metalice ce

urmează a fi lipite. Pentru ca forța de atracție metale de bază-aliaj topit să fie maximă este necesar ca, în procesul de lipire, suprafețele metalelor de bază să fie protejate contra oxidării, care are loc datorită încălzirii. Pentru acest lucru, locul lipirii se acoperă cu un flux decapant, care formează o barieră lichido-gazoasă între metalele de bază și aer. Fluxul decapant mai are rolul de a dizolva straturile peliculare de oxizi, favorizând „umezirea” metalelor de bază cu aliajul de lipit.

Aliajul de lipit în stare fluidă, ca orice lichid care „umezește”, are proprietăți de capilaritate și în acest fel el pătrunde în interstițiile dintre piesele care se lipesc. Atunci când suprafețele metalelor de bază prezintă o rugozitate mai mare, acest lucru provoacă fenomenul de capilaritate și astfel „umezirea” este mult favorizată. Când rugozitatea pieselor metalice prezintă o serie de carioaje care se intersectează în multe părți, „umezirea” metalelor de bază se face în condiții optime, fapt care permite în final obținerea unei lipiri de bună calitate.

Se menționează că o rugozitate prea mare nu este de dorit, deoarece în acest caz „umezirea” metalelor de bază va fi limitată.

Lipirea a două sau mai multe piese metalice prezintă următoarele etape:

- încălzirea metalelor de bază până la temperatura apropiată celei de topire a aliajului pentru lipit;

- topirea aliajului pentru lipit;

- „umezirea” metalelor de bază cu aliajul de lipit în stare lichidă și încălzirea lor cu acesta;

— dizolvarea suprafeței metalelor de bază „umezite” în zona lipiturii și difuziunea reciprocă a celor două metale (metale de bază-metal aliaj de lipit);

— răcirea și solidificarea aliajului de lipit, care oferă prin solidificare compactizarea mecanică a pieselor metalice.

Pentru realizarea lipiturilor între părțile metalice ale componentelor, fapt întâlnit în mod frecvent la realizarea montajelor electronice, sînt necesare următoarele:

— ciocanul electric de lipit, care reprezintă sursa de energie termică necesară atât încălzirii părților metalice ale pieselor și a aliajului de lipit;

— lacul (fluxul) decapant, care are rolul de facilitare a lipirii. Se recomandă obținerea unei soluții prin dizolvarea în spirit a colofoniului (sacizului). Se recomandă proporțiile 1 parte colofoniu + 3 părți spirit. Soluția obținută se păstrează într-o sticlă cu dop bun pentru a împiedica evaporarea spiritului.

Se vor evita cu strictețe pastele de lipit acide, care se folosesc la lipirea pieselor metalice din fier, deoarece în 95 % din cazuri fluxul acid corodează lipitura în timp și provoacă mari neajunsuri în funcționarea montajului electronic;

— aliajul de lipit, de tip fludor. Acesta reprezintă un amestec de plumb și staniu astfel dozat încît să fie obținută o proporție care să optimizeze rigiditatea mecanică a lipirii și totodată topirea la o temperatură cît mai scăzută de circa 180...220°C. Fludorul prezintă o formă tubulară, și în majoritatea cazurilor el conține în interior

un fondant suplimentar care favorizează lipirea;

— șmirghel fin, o pilă fină și o lamă, pentru curățirea obligatorie de bavuri, oxizi sau alte impurități a suprafețelor metalice ce urmează a fi lipite.

### *Modul de lucru*

1. Se curăță de oxizi, bavuri, impurități suprafețele pieselor metalice ce urmează a fi lipite (chiar dacă sînt curate, se „netezesc” cu șmirghel în scopul realizării „caroiajului” care favorizează lipirea).

2. Imediat ce au fost debavurate și șmirgheluite, piesele se pensulează cu o peliculă de flux decapant (colofoniu dizolvat în spirit).

3. Se assemblează mecanic reperele ce urmează a fi lipite. În cazul montării pieselor electronice pe o placă de cablaj imprimat, acestea vor avea terminale care vor depăși cu circa 1—1,5 mm suprafața cablajului imprimat. În cazul lipirii a două sau mai multe conductoare, se recomandă răsucirea lor prealabilă pentru rigidizare inițială mecanică.

4. Se pregătește ciocanul de lipit în vederea efectuării lipirii. Pentru acest lucru se lasă ca vîrfurile metalice din cupru să se încălzească. Apoi cu pila fină se curăță vîrfurile de oxizi, bavuri și imediat se aplică un strat de fludor. În acest fel aliajul de lipit va adera imediat la vîrfurile ciocanului de lipit, producîndu-se „umezirea” acestuia cu el.

5. Se încălzesc piesele metalice ce urmează a fi lipite aplicînd pe acestea vîrfurile ciocanului de lipit (circa 1/2 secunde) și imediat se aplică în acel loc

și fludorul, pînă ce se formează picătura de aliaj care va rigidiza piesele.

6. Se îndepărtează de la locul lipirii întîi fludorul, apoi vîrfurile ciocanului de lipit.

După cîteva zeci de lipiri se va obține îndemînarea necesară. Menționăm că primul lucru de care depinde funcționarea unui montaj electronic este calitatea lipiturilor.

#### *Recomandări*

În vederea îndepărtării grăsimilor sau prafului de pe piesele ce urmează a fi lipite, se recomandă spălarea lor cu o vată îmbibată cu tîncr sau spirt. Acest lucru se face în special la cablajele imprimate (după șmirgheluire).

Pentru îndepărtarea emailului care protejează firele foarte subțiri din cupru, argint etc. (sau lița de radiofrecvență), se așază pe o pastilă de aspirină porțiunea ce urmează a fi cositorită. Prin presarea cu vîrfurile ciocanului de lipit, pelicula de email dispare (A nu se inhala „fumul” care apare în timpul dezizolării, deoarece este nociv). (E.M.)

### **3. REALIZAREA CIRCUITULUI DE MASĂ**

În schemele electrice „masă” este porțiunea de circuit care are potențialul nul. Din acest motiv, de regulă, față de masă se aplică toate semnalele și se măsoară tensiunile.

Ideal ar fi ca rezistența electrică a conductorilor care realizează circuitul de masă să fie egală cu zero. În acest caz, indiferent de intensitatea curen-

ților care circulă între diferitele puncte ale circuitului de masă, acestea sînt la același potențial.

Practic rezistența circuitului de masă este finită, deci între diferitele puncte există diferențe de potențial. Dacă, de pildă, între două puncte de masă cu rezistența de 0,01 ohmi circulă un curent de 100 mA, între cele două puncte va fi o tensiune de 1 mV. Aceste tensiuni se pot compune cu semnalele utile și amplificate o dată cu ele. Astfel vor perturba funcționarea corectă a montajelor. Apariția oscilațiilor, a zgomotului, a distorsiunilor etc. sînt numai cîteva dintre efectele nedorite ale tensiunilor parazitare, ce pot apare în circuitul de masă.

De multe ori citim sau auzim expresii ca: „alegerea corectă a punctelor de masă” sau „evitarea buclelor de masă” sau „o conectare corespunzătoare a trelor metalice” etc. Toate acestea sînt direct legate de problema circuitului de masă, în sensul că realizarea judicioasă a circuitului de masă conduce la evitarea sau diminuarea perturbațiilor ce pot apărea datorită circulației curenților prin acestea. Vom da cîteva exemple în care vom prezenta varianta greșită și varianta corectă de realizare a circuitului de masă.

În figura III.2 a este prezentat un etaj de amplificare inversor. În montajul „greșit” curentul de sarcină  $I$  trece prin rezistențele circuitului de masă  $R_{23}$  între punctele 2 și 3 și respectiv  $R_{12}$ , între punctele de masă 1 și 2. Se constată că la intrarea (+) neînversoare se aplică, de la ieșire, un semnal perturbator care produce

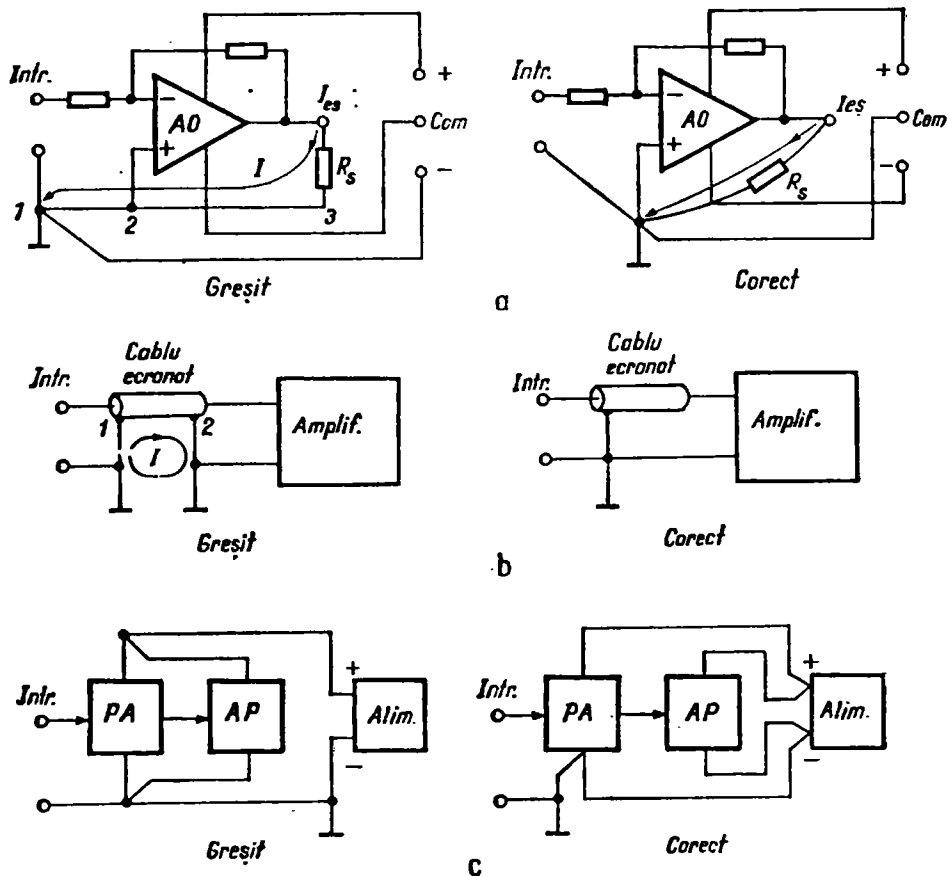


Fig. III.2. Exemple de realizare a circuitului de masă.

o reacție pozitivă. În asemenea situație etajul oscilează sau este instabil. Se spune că există o buclă de masă. Pentru eliminarea buclei de masă se realizează montajul „corect”. Se constată că prin conectarea într-un singur punct de masă a elementelor de circuit curentul de sarcină  $I$  va parcurge numai rezistența de sarcină.

Tot o buclă de masă apare și în figura III.2 b, dar efectului este altul. În montajul „greșit”, între punctele 1 și 2 ale tresei cablului ecranat circulă un curent perturbator  $I$ . Acest curent

va produce prin inducție o tensiune de zgomot în firul prin care trece semnalul util (firul „cald”). Semnalul fiind afectat de zgomot va fi amplificat și audierea va fi însoțită de zgomote (de obicei de brum). În montajul „corect” prin tresa cablului ecranat nu circulă curent, ea avînd numai rolul de ecran împotriva perturbațiilor. În figura III.2 c se ilustrează influența curenților de intensitate mare ai etajului amplificator de putere, AP. În montajul „greșit” componenta continuă și cea de audiofrecvență parcurge

conexiunile cu care este alimentat și preamplificatorul (*PA*). Căderea de tensiune pe rezistențele conductoarelor de masă, la curenți de ordinul amperilor, devine perturbatoare pentru etajele preamplificatorului. Apare o înrăutățire a zgomotului, scade stabilitatea și fidelitatea lanțului de amplificare. În montajul „corect” preamplificatorul este alimentat prin conductoare (trasee) diferite de cele ale etajului de putere. De asemenea, punctul de masă este amplasat la intrarea în lanțul de amplificare.

O atenție deosebită trebuie să se acorde la interconectarea mai multor subansamble sau aparate; pentru clarificare am prezentat și la paragraful „Preamplificatoare pentru doze magnetice” figura III.2 c.

Problema realizării corecte a circuitului de masă devine și mai complexă în cazul montajelor de înaltă frecvență. În acest domeniu de frecvențe,

în afara influenței rezistenței circuitului de masă contează în special inductanțele acestuia.

Încheiem răspunsul la această întrebare cu câteva recomandări cu privire la realizarea circuitului de masă:

— Rezistența circuitului de masă să fie cât mai mică. Adică conexiuni cât mai scurte, secțiuni mari, conductoare de cupru.

— Alegerea configurației circuitelor și a punctelor de punere la masă pentru a se evita „buclele de masă”.

— Evitarea traseelor alăturate prin care circulă curenți slabi (de semnal) și curenți de intensitate mare.

— Conectarea treselor cablurilor ecranate astfel încât prin acestea să circule curenți de intensitate cât mai mică.

— Evitarea înădării conductoarelor circuitelor de masă.

— Decuplarea atât în joasă frecvență (cu electrolitici), cât și în înaltă frecvență (cu capacitatoare ceramice) a ieșirii din alimentatoare. (*I.S.*)

## CAPITOLUL IV

# DESPRE SURSELE DE SEMNAL ȘI TRANSDUCTOARELE ELECTROACUSTICE

### 1. MICROFOANE

Sursele de semnal și transductoarele electroacustice sînt părți componente indispensabile ale aparaturii electronice destinate reproducerii și transmiterii programelor sonore.

În cele ce urmează vom prezenta principalele surse de semnale și transductoare electroacustice cu scopul de a permite maselor largi de utilizatori o mai bună înțelegere a modului de percepere și reproducere a transmisiunilor sonore.

Este bine de știut că numai cunoscînd construcția și modul de funcționare al elementelor ce intră în componența surselor de semnale și a transductoarelor electroacustice se va putea asigura o întreținere eficientă care să mărească durata de funcționare.

#### *Sursele de semnal*

Funcțional, sursele de semnal se pot împărți în trei mari categorii principale:

Din prima categorie fac parte transductoarele electromecanice: microfoanele și dozele de redare.

Capetele de înregistrare și de redare fac parte din a doua categorie. Ele sînt transductoare magnetoelectrice, care transformă semnalele electrice în fluxuri magnetice ce creează pe banda

magnetică o magnetizare remanentă, în cazul capetelor de înregistrare, sau transformă variația magnetismului benzii în semnale electrice, în cazul capetelor de redare.

În cea de a treia categorie intră generatoarele de semnal, în principal de semnale pur sinusoidale ce servesc în general la măsurarea caracteristicilor unui lanț electroacustic sau la crearea unor efecte sonore.

#### *Microfoane*

Dintre sursele de semnal enumerate mai sus, microfoanele ocupă un loc de frunte. Ele sînt singurele aparate electroacustice capabile să capteze oscilațiile sonore naturale, din care motiv mai sînt denumite și surse de semnal primare.

Microfoanele captează semnalele produse în spațiul înconjurător, transformînd oscilațiile acustice (mecanice) în oscilații electrice, obținîndu-se la bornele acestora semnale electrice de audio-frecvență.

Ele se pot clasifica după mai multe criterii:

1. din punct de vedere al principiului constructiv,
2. după principiul de funcționare,



3. după tipul constructiv,
4. după caracteristicile de directivitate,

5. după impedanța de ieșire.

— Din punct de vedere al principii lui constructiv întâlnim două tipuri de microfoane. Microfoanele cu cărbune utilizate în telefonie, care funcționează pe principiul comandării unei surse de curent continuu și microfoanele utilizate în electroacustică, funcționând pe principiul transformării energiei.

— După principiul de funcționare întâlnim: microfoane cu rezistență variabilă, electrodinamice, electromagnetice și piezoelectrice.

Acestea la rândul lor pot fi clasificate din punct de vedere constructiv.

1. *Microfoanele cu rezistență variabilă:*

— microfoanele cu cărbune

2. *Electrodinamice:*

- a) microfoane cu bobină mobilă;
- b) microfoane cu bandă

3. *Electrostatice:*

- a) microfoane condensator,
- b) microfoane cu electret

4. *Piezoelectrice:*

- a) microfoane cu cristal

— După caracteristica de directivitate întâlnim microfoane cu caracteristica de directivitate simplă și microfoane cu caracteristica de directivitate compusă;

— După impedanța de ieșire se disting două tipuri de microfoane: de impedanță mică și de impedanță mare.

Microfoanele din primul tip au impedanța de 50Ω, 150Ω, 200—500Ω; microfoanele din al doilea tip au impedanța cuprinsă între 20kΩ—50kΩ

## 2. CARACTERISTICI ELECTRICE ȘI ACUSTICE ALE MICROFOANELOR

Cele mai importante caracteristici electrice care influențează esențial calitatea transmisiunilor sonore sînt: sensibilitatea, caracteristica de frecvență, distorsiunile, zgomotul propriu și impedanța de ieșire.

### *Directivitatea*

Pentru a se putea analiza în mod unitar transformarea de către diferite microfoane a oscilațiilor acustice în semnale electrice este util a se stabili o caracteristică, prin care să se exprime sensibilitatea în funcție de frecvență și direcția din spațiu a oscilațiilor acustice.

Caracteristica se numește *caracteristică de directivitate* și este trasată grafic prin diagrame de directivitate (fig. IV.1.).

Caracteristicile de directivitate sînt de trei feluri:

- a) de formă circulară;
- b) de forma cardioidei;
- c) de forma cifrei opt sau dublu sferică.

*Sensibilitatea* este calitatea microfonului de a transforma cît mai eficient energia acustică în energie electrică.

Ea se exprimă cantitativ prin raportul dintre valoarea tensiunii efective  $U$ , obținută la bornele microfonului și valoarea presiunii acustice  $p$  ce se exercită asupra microfonului.

$$S = \frac{U(mV)}{p(\mu bar)}$$

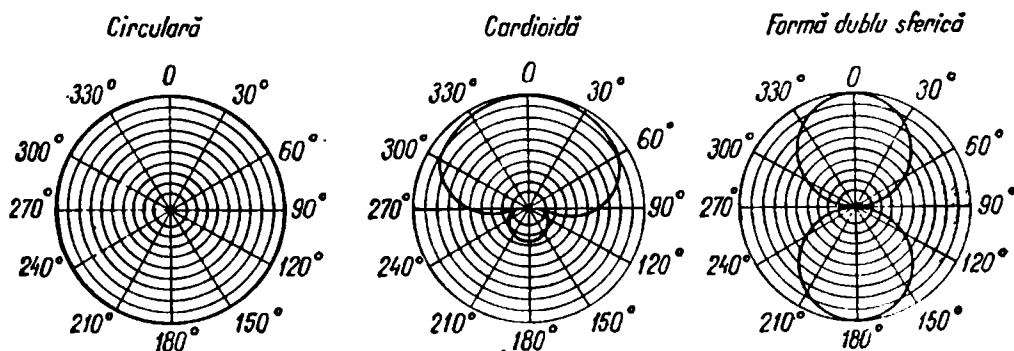


Fig. IV.1. Caracteristici de directivitate.

*Caracteristica de frecvență* sau răspunsul microfonului reprezintă nivelul tensiunii la bornele microfonului în funcție de frecvență, la aplicarea unei oscilații acustice de intensitate constantă.

Ea se prezintă grafic, în abscisă avînd frecvența (scara este de regulă logaritmică), iar în ordonată nivelul tensiunii la bornele microfonului (în general exprimată în dB).

Caracteristica unui microfon pentru voce este dată în figura (IV.2)

Neuniformitatea caracteristicii de frecvență reprezintă valorile extreme (maximă și minimă) a tensiunii date de microfon în raport cu tensiunea de referință. Ca nivel de referință se consideră nivelul debitat de microfon la

frecvența de 1 kHz și un nivel acustic de 30 dB.

Valorile admisibile ale abaterii caracteristicii de frecvență sînt date în prospectul microfonului și ele depind de calitatea acestuia.

*Distorsiunile neliniare* pot afecta în mod neplăcut audierea. Ele apar datorită deformării formei sinusoidale a semnalului, deformări ce duc la apariția armonicilor. Urechea umană este sensibilă la distorsiunile neliniare, pe care la 2% le sesizează. Distorsiunile mai mari de 10% fac audierea neplăcută.

În tehnica modernă a microfoanelor s-au obținut distorsiuni sub 0,5% în banda 20—20 000 Hz (cazul microfoanelor Hi-Fi pentru studiouri).

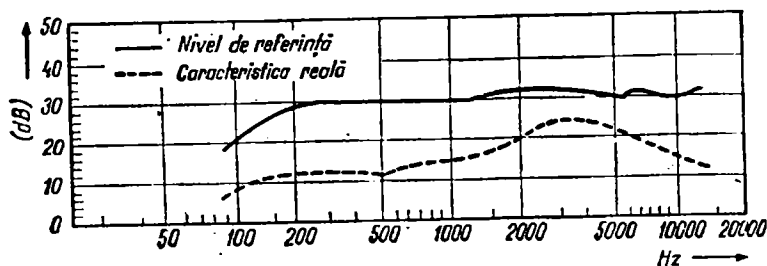


Fig. IV.2. Caracteristica unui microfon pentru voce.

Raportul semnal/zgomot este parametrul care pune în evidență zgomotul propriu al microfonului. El reprezintă raportul dintre tensiunea utilă și cea de zgomot pentru o presiune acustică stabilită. Ea se exprimă în dB.

În cazul microfoanelor de calitate se obține la o presiune de 1  $\mu$ bar raportul semnal/zgomot de 60 dB (adică de 1 000 ori).

*Rezistența internă a microfoanelor*

— depinde de principiul de funcționare și de tipul constructiv al acestora. În majoritatea cazurilor, rezistența internă este chiar impedanța de ieșire a microfonului.

De valoarea rezistenței interne depinde și nivelul tensiunii de zgomot. Se știe că la o rezistență mică, zgomotul este scăzut. De aceea se preferă microfoane cu rezistență internă mică. La acestea se pot conecta și cabluri de legătură mai lungi fără a afecta calitatea semnalului.

### 3. MICROFONUL CU BOBINĂ MOBILĂ

Microfonul dinamic cu bobină mobilă este compus dintr-un magnet permanent, o bobină circulară mobilă și o membrană realizată din mase plastice (vezi fig. IV.3).

Fața membranei este în contact direct cu masa de aer. În spatele membranei este fixată o bobină cilindrică. Ea se află între polii magnetului, adică în flux magnetic constant creat de polii acestuia. Dacă în masa de aer apar vibrații acustice, acestea vor acționa asupra membranei, deplasând-o. Odată cu aceasta se va deplasa și

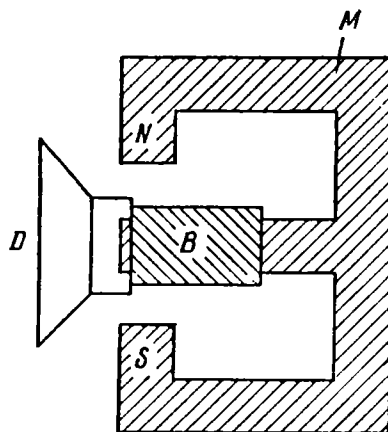


Fig. IV.3. Microfonul dinamic; *M* — magnet permanent, *B* — bobina mobilă, *D* — membrană.

bobina mobilă a cărei mișcare va duce la intersectarea liniilor cîmpului magnetic generat de magnet.

Prin intersectarea liniilor cîmpului magnetic la capetele bobinei va apărea o tensiune electromotoare indusă de audiofrecvență.

Caracteristica de frecvență a microfonului dinamic depinde în cea mai mare măsură de forma și dimensiunile membranei, precum și de forma constructivă a microfonului. În diferite microfoane cu bobină mobilă forma membranei utilizate poate fi: circulară, semisferică, conică, eventual sector sferic.

După cum am arătat, forma constructivă a microfonului influențează caracteristica de frecvență a acestuia. Din aceste considerente, forma sferică a microfonului sau cilindrică alungită (de „trabuc”) sînt cele mai avantajoase. De altfel sînt formele cele mai întîlnite.

Sensibilitatea microfoanelor cu bobină mobilă este cuprinsă între

0,1...0,2 mV/ $\mu$ bar, iar nivelul tensiunii de ieșire este cuprins între 0,1...0,5 mV. Datorită nivelului mic al tensiunii de ieșire este necesară montarea după a cel mult 2 m de cablu a unui pre-amplificator sau a unui transformator de microfon.

În microfoanele moderne, transformatoarele de microfon sînt încorporate, ceea ce permite utilizarea unui cablu suficient de lung pînă la amplificator.

Caracteristica de frecvență a microfoanelor cu bobină mobilă diferă de la un tip la altul. Microfoanele de calitate medie, cu bandă cuprinsă între 80...12 000 Hz, au o abatere de  $\pm 4...6$  dB. Cele semiprofesionale au banda de frecvențe între 60...16 000 Hz, cu abaterea de  $\pm 4$  dB.

Distorsiunile acestui tip de microfon nu depășesc 2%. În cazul microfoanelor semiprofesionale Hi-Fi distorsiunile sînt de 0,5...1,5% în banda de frecvențe dată.

#### 4. MICROFONUL CU BANDĂ

Microfonul cu bandă este tot un microfon dinamic, care se aseamănă funcțional cu microfonul cu bobină mobilă. La acest tip de microfon, locul bobinei circulare este luat de o folie subțire de aluminiu (vezi fig. IV.4). Ea se află situată între polii unui magnet. Cînd banda este antrenată de oscilațiile acustice, mișcîndu-se într-un cîmp magnetic, în ea se induce o tensiune electromotoare de audiofrecvență.

Rezistența internă proprie a benzii este foarte mică, în general 0,1 $\Omega$ .

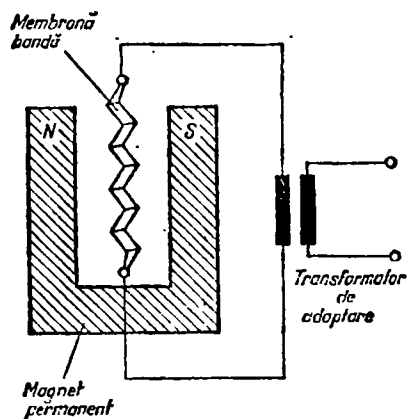


Fig. IV.4. Microfonul cu bandă.

Din acest motiv, tensiunea ce apare la bornele ei este deosebit de mică și nu se poate transmite prin cablu nici măcar 1 m.

De aceea, în interiorul microfonului se încorporează un transformator. Acesta are rolul, pe de o parte, de a ridica în secundar tensiunea de audiofrecvență, iar pe de altă parte, de a realiza adaptarea rezistenței interne foarte mici la impedanța cablului de microfon.

Transformatoarele de microfon utilizate au în general un raport de transformare de 1:45. În felul acesta se obține o impedanță de ieșire în jur de 200 $\Omega$ .

Microfoanele cu bandă au în general caracteristici calitative bune, motiv pentru care sînt des utilizate în tehnica studiourilor. Ele sînt folosite atît pentru vorbă cît și pentru muzică.

Una din caracteristicile specifice ale microfonului cu bandă este aceea că în cazul surselor apropiate de microfon se produce o accentuare a frecvențelor joase, care, în cazul vocii, introduce

o tentă sonoră ireală — în special la vocile bărbătești. În cazul transmisiunilor muzicale, acest efect este utilizat pentru favorizarea instrumentelor solo din domeniul frecvențelor joase.

Sensibilitatea microfoanelor cu bandă este în jurul valorii de  $0,1 \text{ mV}/\mu\text{bar}$ . Caracteristica de frecvență a microfoanelor de calitate medie de acest tip este  $80...14\,000 \text{ Hz}$ , cu abatere  $\pm 6 \text{ dB}$ , iar a microfoanelor profesionale  $80...16\,000 \text{ Hz}$  cu abatere  $\pm 4 \text{ dB}$ .

Nivelul de zgomot propriu este mai mic decât al microfoanelor cu bobină mobilă  $0,2 \mu\text{V}$ , iar distorsiunile sînt cuprinse între  $0,5...1,5\%$  de la un tip la altul.

## 5. MICROFONUL CONDENSATOR

Dintre toate microfoanele ce funcționează pe principii electroacustice, microfonul condensator este cel mai bun transductor.

Principiul lui de funcționare este deosebit de simplu. El se bazează pe variația capacității în funcție de oscilațiile sonore. Constructiv, el este format dintr-o incintă acustică ce formează armătura fixă și o membrană din masă plastică metalizată ce formează armătura mobilă a condensatorului. Odată cu vibrațiile membranei mobile sub influența oscilațiilor sonore, se modifică corespunzător și capacitatea electrică.

Între cele două armături se formează o pernă de aer, care readuce membrana mobilă — după încetarea presiunii — în poziția inițială. Pentru

mărirea elasticității pernei se practică în armătura fixă mici orificii (vezi fig. IV.5). Acestea nu afectează esențial capacitatea microfonului.

După cum se vede din figură, armăturile condensatorului sînt polarizate printr-un rezistor de ordinul a unui megohm, de către o sursă de curent continuu. Cînd oscilațiile sonore determină mișcarea membranei, capacitatea se modifică, deci sarcina electrică a celor două armături, și prin rezistor va trece un curent proporțional cu variația capacității.

De la bornele rezistorului se va culege tensiunea de audiofrecvență.

Amplitudinea vibrațiilor membranei bine tensionate este deosebit de mică, astfel inerția ei este neglijabilă. Din acest motiv, distorsiunile armonice ale microfonului condensator sînt foarte mici. În practică se întîlnesc valori cuprinse între  $0,3...10\%$  în funcție de tipul constructiv.

Rezistența internă a microfonului condensator este foarte mare, iar nivelul semnalului de ieșire foarte mic avînd

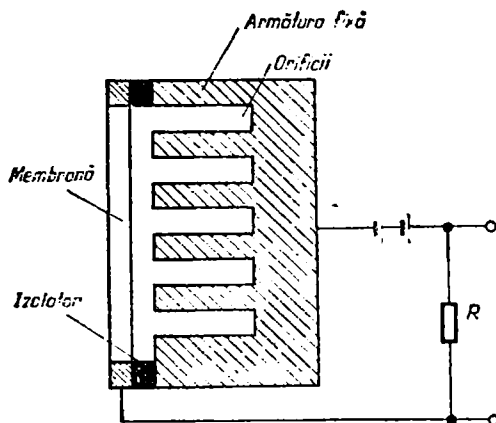


Fig. IV.5. Microfonul condensator.

o valoare de 0,05...1 mV. Acest nivel foarte mic nu permite conectarea unui cablu de o lungime acceptabilă fără a nu afecta raportul semnal/zgomot. Deoarece utilizarea unui transformator de microfon nu era posibilă, datorită rezistenței interne mari, s-a recurs la un preamplificator. Acesta are o impedanță de intrare de 100...200 M $\Omega$  și se conectează chiar în carcasa microfonului.

Lungimea cablului de legătură dintre capsula microfonului și preamplificator este de 3...4 cm.

În prezent, datorită dezvoltării circuitelor integrate, aceste preamplificatoare au un gabarit mic, având totodată și un raport semnal/zgomot foarte bun.

După cum rezultă de mai sus, caracteristica de frecvență și raportul semnal/zgomot ale microfonului condensator sînt într-o strînsă dependență de performanțele preamplificatorului cu care este prevăzut.

Cu preamplificatoarele fabricate în prezent, microfoanele profesionale au o bandă de 20...20 000 Hz cu abaterea de  $\pm 1$  dB și un raport semnal/zgomot de 65...70 dB.

Rezistența de ieșire a acestui tip de microfon este nominalizată la 200  $\Omega$ . Nivelul semnalului de ieșire este de 5...10 mV, valoare ce permite conectarea microfonului cu un cablu ecranat mai lung, fără a influența semnificativ raportul semnal/zgomot.

Sensibilitatea microfoanelor condensator este între 0,1...0,3 mV/ $\mu$ bar. Nivelul zgomotului este dependent de tipul preamplificatorului încorporat.

## 6. MICROFONUL CU ELECTRET

Electretul este un strat subțire izolant, care pe ambele fețe este încărcat cu sarcini electrice de semne opuse. Electretul se realizează în modul următor: izolantul topit este supus unui cîmp electrostatic foarte puternic sub acțiunea căruia se produce polarizarea moleculelor. Se lasă apoi folia izolantă să se răcească în acest cîmp. În felul acesta se obține o folie încărcată cu sarcini electrice de semne opuse, pe cele două fețe, creîndu-se între acestea un cîmp electrostatic, asemănător cîmpului magnetic permanent.

Funcționarea și construcția microfonului cu electret este asemănător microfonului cu condensator.

Folia de electret (care înlocuiește folia metalizată de la microfonul condensator) se metalizează pe una din fețe și va constitui armătura mobilă a condensatorului. Armătura fixă, rigidă, se realizează din metal și are o formă constructivă asemănătoare cu cea de la armătura fixă a microfonului condensator. Peste armătura fixă se așază fața nemetalizată (izolată) a foliei electretului (fig. IV.6.)

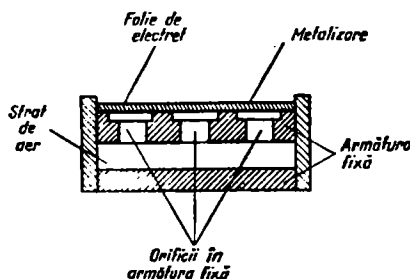


Fig. IV.6. Microfonul cu electret.

Între folia electret și armătura fixă există un strat de aer de ordinul milimetrilor. Volumul aerului închis de folie se mărește prin practicarea unor orificii de mici dimensiuni în armătura fixă. O dată cu creșterea volumului de aer se mărește și elasticitatea membranei microfonului și implicit și sensibilitatea lui.

Deoarece grosimea foliei de electret este foarte mică, capacitatea electrică este mai mare ca în cazul microfonului clasic cu condensator (capacitatea crește de aproximativ trei ori). De asemenea scade și valoarea rezistenței interne (aproximativ tot de trei ori), ușurându-se problema realizării preamplificatoarelor. Existența cîmpului electric în folia de electret face inutilă tensiunea mare de polarizare, necesară microfoanelor condensator.

Microfoanele cu electret de calitate medie au caracteristica de frecvențe cuprinsă între 20...20 000 Hz, cu abateri de  $\pm 3$  dB. Impedanțele uzuale sînt: 50 $\Omega$ , 250 $\Omega$ , 600 $\Omega$  și 1 000  $\Omega$ . Raportul semnal/zgomot la construcțiile mai simple este 46...55 dB, iar la tipurile de calitate 60...65 dB.

În prezent, majoritatea casetofonelor portabile sînt echipate cu acest tip de microfon.

Dimensiunile reduse ale microfonului cu electret folosite la casetofone au determinat constructorul să folosească o folie de electret cu suprafață mică 1...1,5 cm<sup>2</sup>.

Prin reducerea suprafeței membranei, microfonul este mai puțin sensibil la frecvențe joase, asigurînd o liniaritate bună a caracteristicii de frecvență

numai pentru frecvențele mai mari de 100...150 Hz.

În felul acesta s-au putut elimina zgomotele datorate vibrațiilor mecanice (care în general au domeniul frecvențelor sub 100 Hz) din conținutul semnalului util.

Microfoanele cu electret de bună calitate au suprafața membranei de 2...5 cm<sup>2</sup>. Sensibilitatea în cazul acestora este de 0,5...1 mV/ $\mu$ bar.

Amplificarea tensiunii de valoare mică ce provine de la capsula microfonului cu electret se realizează cu preamplificatoare moderne prevăzute cu tranzistoare cu efect de cîmp (TEC), cu circuite discrete sau cu circuite integrate. Aceste preamplificatoare de regulă sînt încorporate în microfon.

În cazul casetofonelor, preamplificatorul pentru microfonul cu electret (care este plasat pe panoul frontal) se realizează, de regulă, într-un singur circuit integrat.

## 7. DOZE DE REDARE

Dozele de redare ocupă locul al doilea în ordinea importanței surselor de semnal. Ele mai sînt denumite surse secundare de semnal și sînt utilizate în două situații la redarea discurilor fonografice și la captarea oscilațiilor coardelor metalice ale unor instrumente muzicale. Cu acestea din urmă nu ne vom ocupa.

Explorarea oscilațiilor gravate mecanic în șanțul discului și transformarea acestora în semnale electrice de audiofrecvență este realizată de către dozele de picup.

Clasificarea lor se face după mai multe criterii.

1. După modul de explorare a șanțului gravat.

2. După modul de transformare a semnalelor

3. După principiul sistemului de transformare

4. După principiul de funcționare

5. După principiul constructiv

6. După calitatea semnalelor sonore

După *modul de explorare a șanțului gravat* se întâlnesc două categorii de doze. Prima categorie este aceea a dozelor cu explorare prin atingerea șanțului gravat, prin intermediul acului de redare. A doua categorie este a dozelor care nu ating suprafața discului făcându-se prin reflexiile produse asupra unui fascicul de lumină coerentă, de către pereții șanțului gravat. Acest tip de doze, datorită costului ridicat, sînt încă o raritate.

După *modul de transformare a semnalelor*. În prezent, cele mai utilizate doze sînt cele prevăzute cu transductoare electromecanice.

După *principiul sistemului de transformare* întâlnim doze active și pasive.

Constructiv, atît dozele active cît și cele pasive se pot grupa în:

1. *Doze pasive*

a) piezoelectrice

b) cu caracter inductiv

2. *Doze active*

c) cu caracter capacitiv

d) electronice

După *principiul constructiv* sînt cunoscute următoarele tipuri de doze:

a) piezoelectrice

— doze cu cristal

— doze ceramice

b) cu caracter inductiv

— doze magnetice

— doze electrodinamice

c) cu caracter capacitiv

— doze condensator

d) electronice

— doze fotoelectronice

— doze semiconductoare.

Ca și în cazul microfoanelor, înainte de a trece la prezentarea celor mai utilizate doze, vom face o scurtă trecere în revistă a principalelor caracteristici mecanice și electroacustice ale dozelor de picup.

## 8. CARACTERISTICI MECANICE ȘI ELECTROACUSTICE ALE DOZELOR DE REDARE

În prezent, cea mai mare parte a dozelor folosite fac parte din categoria celor cu explorarea prin atingere. Ele sînt constituite din trei părți componente: vîrfurile de redare, suportul vîrfurilor de redare și transductorul.

Deoarece în prezent majoritatea dozelor (99,9%) sînt de tip electromecanic, proprietățile acestora vor fi descrise de către caracteristicile mecanice și electroacustice.

Caracteristicile mecanice cele mai importante ale dozelor sînt: masa echipamentului mobil; forma și starea vîrfurilor de redare; forța de apăsare a vîrfurilor de redare; elasticitatea suportului vîrfurilor de redare; elasticitatea față de amplitudinea de deplasare a șanțului.

Pentru stabilirea calității unei doze cele mai importante caracteristici electroacustice sînt: caracteristica de frec-



vență; atenuarea de diafonic; distorsiunile geometrice; asimetria canalelor.

### *Masa echipajului mobil*

La redarea discurilor, calitatea audiției este dependentă în mare măsură de calitatea contactului dintre vârful de redare și suprafața șanțului gravat. Ea este influențată de masa echipajului mobil care este compus din masa vârfului de redare, a suportului acestuia și a părților mobile ale transductorului.

La dozele uzuale se întâlnesc valori între 3...5 mg, iar la dozele Hi-Fi valoarea masei nu trebuie să depășească 2 mg.

### *Forma și starca vârfului de redare*

În practică se cunosc patru tipuri de profile transversale ale vîrfurilor de redare: circulare, eliptice, patrulaterale și hexagonale.

De dimensiunile și calitatea suprafeței de redare a acului depinde explorarea corespunzătoare a șanțului gravat.

Referitor la forma vârfului de redare se exprimă numeric raza de curbură a vârfului șlefuit, care, în cazul dozelor stereo la vîrfurile semisferice, este între 13...18  $\mu\text{m}$ .

### *Forța de apăsare a vârfului de redare*

Reprezintă forța de apăsare pe suprafața șanțului gravat necesară pentru obținerea nivelului nominal al semnalului de ieșire din doză. La dozele cu caracter inductiv și capacitiv forța de apăsare necesară este, în funcție de calitatea dozei, între 0,5...3 gf, iar la dozele piezoelectrice între 5...12 gf. Forma vârfului de redare influențează și ea mărimea forței de apăsare.

### *Elasticitatea suportului vârfului de redare*

Ea depinde de rigiditatea materialului din care este confecționat suportul. Elasticitatea dozelor moderne este mai bună de 0,08 mm/gf.

### *Elasticitatea față de amplitudinea de deplasare a șanțului*

Accastă caracteristică ne arată care este elongația permisibilă a vârfului de redare, astfel că la o frecvență și o forță de apăsare date, redarea să nu fie însoțită de distorsiuni.

### *Caracteristica de frecvență*

Conform normelor DIN, o doză de picup trebuie să asigure o caracteristică de frecvență la redarea discului de măsură (se folosește un disc de măsură DIN), între 40...63,5 Hz cu abaterea 5 dB; 63,5...8 000 Hz cu abaterea  $\pm 2$  dB și 8 000...12 500 Hz cu abaterea de  $\pm 5$  dB.

În practică se întâlnesc între 20...20 000 Hz, următoarele domenii ale caracteristicii de frecvență: între 20...40 Hz cu  $\pm 5$  dB, 40...63,5 Hz cu  $\pm 3$  dB, 63,5...10 000 Hz cu  $\pm 1$  dB, 10 000...14 000 Hz cu  $\pm 3$  dB și 14 000 Hz...20 000 Hz cu  $\pm 3$  dB. Aceste caracteristici sînt valabile numai dacă sînt cunoscute caracteristicile discului de măsură (etalon).

### *Atenuarea de diafonie*

Valoarea numerică a atenuării de diafonie a dozei de redare exprimă cu cîți decibeli (dB) este mai mic semnalul obținut pe canalul nemodulat

față de semnalul din canalul modulat. Ea se determină în general la frecvența de 1 kHz.

### *Distorsiunile neliniare*

Distorsiunile neliniare pot apărea din cauza caracterului neliniar al transformării sau din nepotrivirile de natură geometrică între modul de gravare și modul de explorare a șanțului gravat pe suprafața discului.

În primul caz distorsiunile apar ca produse de modulație care se traduc prin apariția unor sunete combinate (bătăi). Mărimea acestor distorsiuni nu se poate pune în evidență cu instrumentele de măsură, din care motiv fabricile producătoare nu le prezintă printre datele tehnice. Valoarea acestor distorsiuni poate fi neglijată.

Distorsiunile din cauza nepotrivirii de natură geometrică între modul de gravare și modul de explorare au o influență apreciabilă asupra calității audiției. Apar astfel erori ale unghiului de citire și efectul forței centripete, care duc la apariția armonicilor pare și a unei modulații de fază.

Deoarece modulația de fază este proporțională cu modulația de frecvență se pot efectua măsurători precise asupra distorsiunilor prin măsurarea componentelor de intermodulație. Distorsiunile de intermodulație se măsoară în funcție de forța de apăsare a vârfului de redare și de elongația vibrațiilor gravate pe disc.

Valoarea permisibilă a intermodulației la 6 dB este de 1%. Dozele moderate au valoarea intermodulației sub 0,5%.

## 9. DOZELE CU CRISTAL

Dozele cu cristal sînt cele mai vechi tipuri de doze. Sistemul transductor este alcătuit dintr-un jug de susținere, în care sînt fixate două lame de cristal piezoelectric paralelipipedice, cuprinse în două planuri care fac între ele un unghi de 45°. Cele două lame de cristal piezoelectric au o grosime de aproximativ 0,1...0,3 mm și sînt realizate din cristalul de sare Seignette, tăiate cu mijloace specializate, după axele electrice.

Cele două suprafețe ale lamei de cristal se acoperă cu un lac special conductor. La suprafețele exterioare celor două lamele sînt conectate firele de ieșire.

La capetele celor două lamele se află două piese elastice din mase plastice de care este fixat suportul vârfului de redare.

La redare vârful explorează șanțul gravat, transmițînd vibrațiile mecanice ale acestuia celor două lamele piezoelectrice. Prin deformațiile elastice ale lamelelor, la bornele de ieșire ale acestora apar semnale electrice de audiofrecvență.

Sensibilitatea dozelor cu cristal este scăzută, ea nedepășind valoarea de 0,04 mm/gf. De aceea, pentru obținerea unor semnale de ieșire suficient de mari pentru a putea fi utilizate, este necesară o forță de apăsare mare care să depășească valoarea de 3 gf.

Forța de apăsare mare determină uzura vârfului de redare și a pereților șanțului gravat, fapt ce duce la degradarea informației sonore de pe disc.

(are loc o uzură simultană a discului și a acului dozei).

În general vârful de redare este construit din safir, cu secțiunea circulară și raza de curbură între 15...25  $\mu\text{m}$ . Durata de utilizare este dependentă de tipul dozei. În cazul dozelor mai sensibile, forța de apăsare necesară este mai mică și uzura este mai lentă.

Dacă acul este folosit la doze mai puțin sensibile, care să necesite o forță de apăsare mai mare, uzura acului este mai rapidă.

Durata de utilizare a vârfului de redare este de 200...500 ore, în funcție de forța de apăsare.

Dozele de calitate medie au distorsiunile cuprinse între 4...5%, iar cele de calitate mai bună au 2...3%.

Dezavantajul principal al dozelor cu cristal este sensibilitatea mare față de variațiile de temperatură ale mediului ambiant. La o creștere cu 10°C față de temperatura normală de lucru (18...22°C) are loc o scădere a semnalului de ieșire cu 25%.

Singurul avantaj al dozelor cu cristal este nivelul destul de ridicat al semnalului de la ieșire. Nivelul semnalului este cuprins între 400...800 mV pe o impedanță de ieșire de 0,5...2 M $\Omega$ .

Caracteristica de frecvență la dozele de calitate medie este între 60...12 000 Hz, cu o abatere de  $\pm 6$  dB, având numeroase denivelări.

## 10. DOZELE CERAMICE

Dozele ceramice sînt asemănătoare din punct de vedere constructiv cu dozele cu cristal.

La dozele ceramice, elementul transductor nu mai este o lamelă de cristal tăiată dintr-un macrocristal de sare Seignette, ci este format dintr-o lamelă de ceramică policristalină (piezooxidică).

Proprietățile piezoelectrice apar numai după tratamente termice speciale și sinterizare. Plăcuța ceramică se poate realiza cu grosimea mai mică și cu elasticitatea mai mare ca lamelele folosite la dozele cu cristal, din care cauză la forțe de deformare mai mici produce un nivel corespunzător al semnalului de ieșire.

La acest tip de doză se obține la ieșire o tensiune de aproximativ 500 mV, la o forță de apăsare de 2...4 gf.

În comparație cu dozele cu cristal, dozele ceramice au o stabilitate mult mai bună cu temperatura. Astfel, pînă la + 70°C nu sînt influențate de temperatură. Umiditatea mediului ambiant nu influențează proprietățile electrice ale plăcuțelor, însă la acțiunile mecanice (șocuri) sînt mai sensibile decît dozele simple cu cristal.

Banda de frecvență, în cazul dozelor ceramice de calitate medie, este cuprinsă între 30...16 000 Hz, cu  $\pm 6$  dB, iar în cazul celor de calitate ridicată între 80...18 000 Hz cu  $\pm 6$  dB. Distorsiunile diferă în funcție de tipul dozei; valorile sînt cuprinse între 0,5...2%.

Pentru a se mări durata de utilizare a dozelor vârful de redare este realizat din diamant (în marea majoritate a cazurilor). În felul acesta se obțin durate de utilizare pînă la 800 ore în cazul unei forțe de apăsare de 5 gf.

Constatări practice arată că vârful din diamant se pot folosi 1 200 ore la forța de apăsare de 2 gf, 1 400 ore la 1 gf și 1 500 ore la 0,5 gf. La aceasta contribuie și raza de curbura mică a vîrfurilor de redare.

## 11. DOZELE MAGNETICE

În prezent dozele magnetice sînt cele mai utilizate în tehnica Hi-Fi. După modul constructiv ele se împart în trei grupe: cu magnet mobil (magnetodinamice); cu miez de fier mobil (ferodinamice); cu reluctanță variabilă.

Funcționarea dozelor magnetice se bazează pe principiul inducției electromagnetice; dacă spirele unei bobine sînt străbătute de linii de cîmp magnetice variabil, în bobină se induce o tensiune electromotoare. Tensiunea electromotoare indusă este:

$$e = -n \frac{d\Phi}{dt}$$

unde:  $n$  este numărul de spire al bobinei;  $\Phi$  este fluxul magnetic;  $\frac{d\Phi}{dt}$  este variația fluxului magnetic.

Variația fluxului magnetic  $\frac{d\Phi}{dt}$  este proporțională cu viteza de oscilație a vîrfului de redare,  $v$ , deci rezultă  $e = k v$  unde  $k$  este o constantă tipică dozei.

*Dozele cu magnet mobil* transformă vibrațiile mecanice explorate de vîrf de redare în tensiune de audiofrecvență pe baza principiului inducției electromagnetice expus mai sus.

La acest tip de doze traductorul este alcătuit din una sau mai multe bobine

cu miez magnetic, în dreptul cărora oscilează un minuscul baston de magnet permanent. Acesta este solidar cu suportul vîrfului de redare. La mișcarea vîrfului de redare se mișcă și bastonul de magnet permanent, care va determina un flux magnetic în corespondență cu vibrațiile modulate în șanțul gravat.

Prin variația fluxului magnetic în dreptul miezurilor bobinelor se induce în acestea tensiunea de audiofrecvență.

Dozele moderne sînt realizate cu două sau patru bobine. De numărul acestora depinde nivelul de audiofrecvență de la ieșire. Acesta este cuprins între 2...10 mV. De numărul bobinelor depinde și impedanța de ieșire care este cuprinsă între 10...50 kΩ.

*Dozele cu miez de fier* sînt asemănătoare cu dozele magnetodinamice. La acestea în locul magnetului mobil se folosește un miez de fier moale. Miezul de fier moale se află într-un cîmp magnetic constant, creat de un magnet permanent. El se comportă ca un magnet secundar. O dată cu vibrațiile vîrfului de redare, se va modifica și fluxul magnetic din bobinele dozei, inducîndu-se în spirele acesteia tensiunea electromotoare de audiofrecvență.

Prin folosirea miezului de fier s-a redus masa echipajului mobil, mărindu-se astfel elasticitatea acestuia.

### *Dozele cu reluctanță variabilă*

Principiul de funcționare al acestor doze se bazează pe modificarea reluctanței circuitului magnetic în funcție de oscilațiile vîrfului de redare în timpul explorării șanțului modulat.

Despre caracteristicile calitative generale se poate arăta caracteristica de frecvență între 30...20 000 Hz, cu abaterea de  $\pm 2$  dB, distorsiunile armonice între 0,1...0,5% (fig. IV.7.)

## 12. DOZELE ELECTRODINAMICE

La acest tip de doză bobina este fixată de suportul vârfului de redare.

Din acest motiv dozele electrodinamice se mai numesc și doze cu bobină mobilă.

Bobina se află într-un câmp magnetic constant care este creat, ca și în cazul celorlalte doze, dintr-un magnet permanent. În timpul explorării discului, prin mișcarea bobinei în câmpul magnetic, se induce în spirele acesteia tensiunea de audiofrecvență.

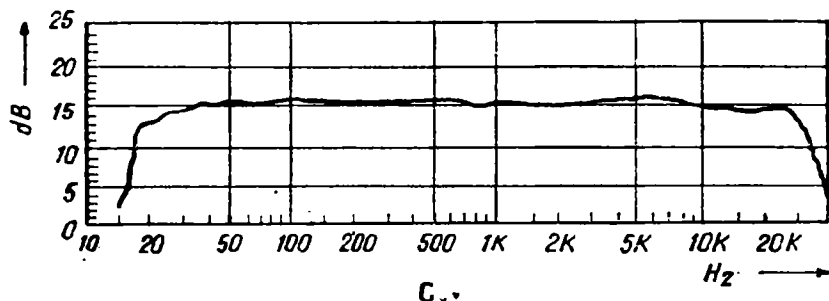
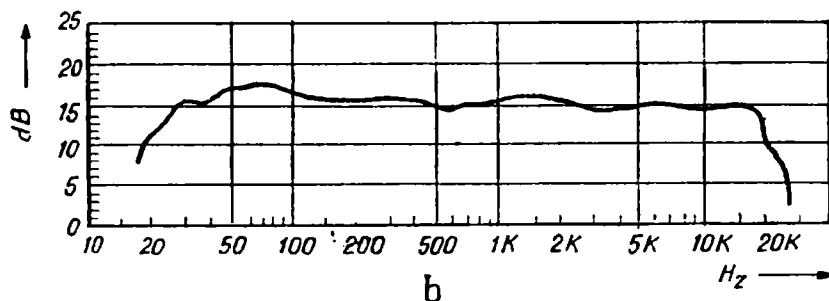
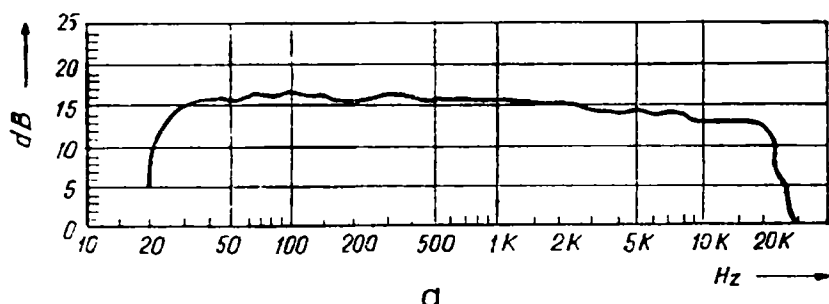


Fig. IV.7. Caracteristica de frecvență a dozelor magnetice; a — magnetodinamică, b — ferodinamică, c — cu reluctanță variabilă.

Masa mică a bobinei duce la scăderea masei echipajului mobil. În felul acesta se obține o bună elasticitate.

Din cauza numărului mic de spire al bobinei, tensiunea de audiofrecvență este foarte mică — de ordinul zecimilor de mV. De aceea este necesară utilizarea unor transformatoare, pentru a se putea realiza conectarea dozei la preamplificator.

În general dozele electrodinamice se folosesc în studiourile profesionale.

Caracteristica de frecvență este între 10...50 000 Hz. Aceasta permite utilizarea dozelor la reproducerea discurilor cuadrofonic.

La dozele electrodinamice se utilizează numai vîrfuri de redare din diamant.

### 13. DOZELE CONDENSATOR

Dozele condensator se produc în două variante: doze condensator de înaltă frecvență și doze condensator de audiofrecvență.

Noi vom prezenta numai dozele condensator de audiofrecvență care au o mai largă răspîndire.

Doza condensator de audiofrecvență sau doza cu electret are suportul vîrfu-

lui de redare realizat dintr-un tub subțire metalic, care constituie armătura mobilă a condensatorului. Acesta se află între două folii de electret perpendiculare, care pe fețele posterioare sînt metalizate. În felul acesta se obțin armăturile fixe (fig. IV.8).

În timpul mișcării vîrfului de redare se modifică capacitatea electrică a sistemului și la bornele armăturilor apare tensiunea de semnal. Nivelul acestuia este foarte mic și nu se poate transmite nici măcar la mică distanță fără a se înrăutăți raportul semnal/zgomot. De aceea, în doză se încorporează preamplificatoare cu circuite integrate capabile să debiteze un semnal de 200 mV la 1 kHz.

În prezent sînt construite doze cu electret care au o caracteristică liniară în banda 10...50 000 Hz, cu o abatere de  $\pm 1$  dB. Raportul semnal/zgomot se apropie de cel al dozelor magnetice și dinamice, avînd însă elasticitatea mult mai bună ca a acestora.

### 14. CAPETE DE MAGNETOFON ȘI DE CASETOFON

Capetele magnetice utilizate în magnetofone și casetofone sînt surse de semnal reversibile. Ele pot înregistra,

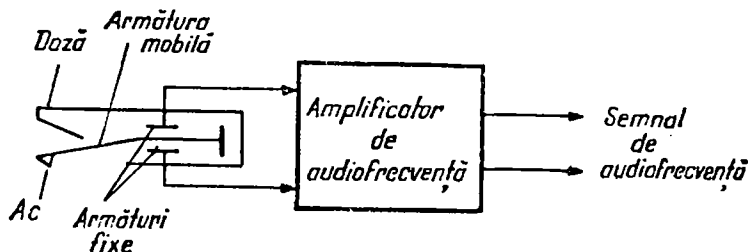


Fig. IV.8. Doza condensator.

pe banda magnetică, fluxul magnetic produs de curentul de audiofrecvență pe de o parte, sau pot transforma variațiile de flux magnetic de pe bandă în semnale de audiofrecvență pe de altă parte.

În prezent există o mare varietate de tipuri de capete. Noi vom încerca să facem o clasificare după criteriile de bază.

După *destinație* întâlnim patru tipuri de capete:

a) capete de ștergere — folosite pentru ștergerea benzii magnetice.

b) capete de înregistrare — folosite pentru înregistrarea semnalului de audiofrecvență pe banda magnetică.

c) capete de redare — care transformă fluxul magnetic înregistrat pe bandă în semnale electrice de audiofrecvență.

d) capete combinate — care în funcție de modul de lucru înregistrare sau redare — pot îndeplini ambele funcțiuni.

După *numărul de piste magnetice*, de înregistrare, respectiv redare, independent de destinația capului magnetic, distingem următoarele tipuri:

a) capete cu pistă lată — la care toată lățimea benzii este supusă procesului de înregistrare (mai puțin folosite la tipurile actuale de magnetofone și casetofone);

b) capete cu o pistă de o jumătate de lățime, la care magnetizarea benzii se face pe aproximativ jumătate din lățimea ei.

Prin folosirea acestor tipuri de capete (cele mai des utilizate de firmele pro-

ducătoare) utilizatorul mai are la dispoziție încă jumătate din lățimea benzii.

c) capetele cu două piste de un sfert de lățime, care permit înregistrarea a două piste pe un sens. Cu astfel de capete are loc magnetizarea benzii în două piste de sfert de lățime.

După *impedanța electrică* avem două categorii de capete: capete de impedanță mare și capete de impedanță mică. În prima categorie sînt grupate capetele pentru magnetofone echipate cu tuburi. La acest tip de aparate, pe lângă impedanța mare capetele prezintă și o inductanță mare, este cuprinsă între 500...200 mH.

Din a doua categorie fac parte capetele magnetofonelor și casetofonelor realizate cu tranzistoare și circuite integrate. Acest tip de capete au o inductanță mică cuprinsă între 150...25 mH.

Capetele de ștergere pot fi de curent continuu sau de curent alternativ.

Impedanța capetelor de curent alternativ este de ordinul ohmilor sau a zecilor de ohmi.

Calitatea capetelor de magnetofon se descrie cu ajutorul caracteristicilor mecanice și electrice. Acestea sînt:

*Lățimea întrefierului și viteza de deplasare a benzii*, care determină caracteristica de frecvență a semnalelor înregistrate sau redare. Ea poate varia de la un tip de cap la altul și poate lua valori între 15...50  $\mu\text{m}$  la cele de înregistrare, 2...4  $\mu\text{m}$  la cele de redare și între 2,5...3  $\mu\text{m}$  la cele combinate.

*Rezistența la uzură* a capetelor, care depinde de materialul folosit la construcția acestora.

Cele mai utilizate sînt capetele din permalloy întărit care au o durată de utilizare între 5 000...10 000 de ore.

Mai recent, datorită posibilităților tehnologice au fost realizate capete din materiale mai dure. Aceste capete sînt utilizate în general la aparatele Hi-Fi.

Capetele din ferită sînt garantate pentru o perioadă de utilizare între 50 000...80 000 de ore.

O durată de utilizare pînă la 150 000 de ore a capetelor s-a putut atinge utilizînd miezuri din cristale de ferită cu fibră de sticlă (Gx).

*Inductanța* capetelor, care depinde de numărul de spire al bobinei și de permeabilitatea miezului și se măsoară în mH.

Capetele cu inductanță mare se pretează la preamplificatoarele de cap realizate cu tuburi electronice (cazul magnetofonelor din prima generație), iar cele cu inductanță mică la preamplificatoarele tranzistorizate.

*Rezistența în curent continuu* este dependentă de numărul de spire al bobinei și de inductanța acesteia. În general capetele cu inductanță mare au și o rezistență mare în curent continuu, iar cele cu inductanță mică au o rezistență mai mică.

Capetele de magnetofon ce echipază magnetofonele moderne realizate cu tranzistoare au rezistența cuprinsă între 500...2 000  $\Omega$ .

Capetele de casetofon au valoarea rezistenței cuprinsă între 150...450  $\Omega$ .

## 15. CAPUL DE ȘTERGERE

Din punct de vedere funcțional înținem două tipuri de capete: capete de ștergere în curent continuu și capete de ștergere în curent alternativ.

Capetele de ștergere în curent continuu sînt mai puțin utilizate în prezent.

În magnetofonele și casetofonele actuale se practică numai ștergerea cu curenți de înaltă frecvență. Curentul necesar pentru excitarea capului de ștergere este de 100...200 mA la magnetofone și de 60...80 mA la casetofone. Acest curent este aplicat capului numai în timpul înregistrării. Pe perioada redării, oscilatorul și capul de ștergere sînt deconectate pentru a nu exercita nici o influență asupra benzii magnetice.

Miezul magnetic al capetelor de ștergere cu înaltă frecvență este de formă inelară. Materialul folosit la realizare poate fi: tolă cu 4% siliciu, permalloy, ferită recovac sau cristale de ferită cu fibră de sticlă (Gx). În prezent sînt folosite tole presate compact, peste care se realizează bobinajul corespunzător. Lățimea fantei este mare, iar la unele capete se practică două fante de întrefier.

## 16. CAPUL DE ÎNREGISTRARE

Capul de înregistrare produce magnetizarea benzii în funcție de semnalul de audiofrecvență.

Forma miezului magnetic ce intră în componența capului de înregistrare poate fi inelară, triunghiulară, poli-



gonală. Circuitul magnetic este întrerupt de către un mic întrefier. Prin dreptul întrefierului trece banda magnetică. În felul acesta liniile cîmpului magnetic, generate de trecerea curentului de audiofrecvență prin capul de înregistrare, se vor închide prin banda magnetică. În stratul magnetic al benzii în mișcare se produce o magnetizare a cărei forță remanentă este proporțională cu variațiile curentului de audiofrecvență.

În timpul înregistrării se face o premagnetizare în curent alternativ a capului de înregistrare. Această premagnetizare are scopul de a obține o relație cât mai liniară între intensitatea cîmpului magnetic și curentul de audiofrecvență. Frecvența curentului de premagnetizare este de 50...120 kHz, în cazul magnetofoanelor uzuale, și de 200 kHz în cazul magnetofoanelor Hi-Fi.

Utilizîndu-se premagnetizarea de înaltă frecvență se obțin distorsiuni minime, însă ameliorarea atenuării de frecvență a efectului întrefierului se poate face numai prin micșorarea lățimii întrefierului, adică prin concentrarea puternică a liniilor de cîmp.

După o utilizare îndelungată apare o uzură a capului ce duce la micșorarea secțiunii miezului și la micșorarea fluxului. Datorită uzurii se produce și o lățire a întrefierului care duce la scăderea nivelului semnalului la frecvențe înalte.

Inductanța capetelor de înregistrare împreună cu capacitatea parazită a înfășurării formează un circuit oscilant a cărui frecvență de rezonanță trebuie să se găsească peste frecvențele maxime

din banda audio. De aceea inductanța capetelor moderne este aleasă între 5...50 mH.

Din cauza intensității mici a curentului din înfășurările capului de înregistrare, în comparație cu cei ce se pot induce datorită influenței cîmpurilor magnetice exterioare, capetele sînt protejate printr-o carcasă de permalloy.

Prinderea capului de înregistrare se realizează cu ajutorul unei plăcuțe de susținere cu resort și șurub de reglaj. Cu acest sistem se permite reglarea poziției capului și a unghiului de înclinare a întrefierului.

## 17. CAPUL DE REDARE

Cu ajutorul capului de redare, magnetismul remanent de pe bandă va fi transformat într-o tensiune de audiofrecvență.

Deoarece cîmpul magnetic remanent de pe banda magnetică are intensitate mică, este necesară folosirea unor materiale magnetice cu permeabilitate cât mai mare și cu pierderi cât mai mici.

Tensiunea de audiofrecvență ce se culege la bornele capului de redare are un nivel scăzut. De aceea este necesară utilizarea unor preamplificatoare.

Capetele de redare au o sensibilitate ridicată. Pentru a se evita influența cîmpurilor magnetice exterioare, capetele de redare se ecranează în două blindaje din permalloy.

După o lungă utilizare se produce o magnetizare permanentă care duce la creșterea semnificativă a zgomotu-

tului de fond. Înlăturarea magnetizării permanente a capului se face cu demagnetizoare realizate de fabrică (sau cu mijloace de amator).

Capetele moderne destinate amplificatoarelor cu semiconductori au inductanța între 15...100 mH.

Prinderea este asemănătoare cu cea de la capetele de înregistrare.

## 18. CAPUL COMBINAT

Capul combinat îndeplinește atât funcțiunile capului de înregistrare, cât și a celui de redare. El trebuie să îndeplinească pe de o parte cerințele impuse capului de înregistrare (inductanță mică, concentrarea cât mai îngustă a liniilor de câmp ce ies din întrefier, minimizarea efectului de întrefier), iar pe de altă parte cerințele impuse capului de redare (lărgimea cât mai mică a întrefierului, sensibilitate cât mai mare și capacitatea de protecție cât mai bună față de câmpurile magnetice și electrice parazitare).

Acest tip de cap este utilizat la magnetofonele și casetofonele de uz comun și la cele Hi-Fi mai simple. El trebuie protejat față de câmpurile magnetice și electrice de dispersie, care pot apare în magnetofon sau casetofon. Ecranarea se face prin montarea acestuia într-un blindaj de permalloy.

Datorită răspîndirii mari a magnetofonelor și în special a casetofonelor, considerăm util a prezenta cititorilor modul de reglare a capetelor. Reglajul se efectuează numai la capetele de înregistrare, de redare și combinate.

Capetele de ștergere nu necesită reglaje.

În general capetele sînt fixate pe plăcuțe metalice de formă triunghiulară sau dreptunghiulară. Aceste plăcuțe sînt susținute de două, trei sau patru șuruburi.

De regulă fixarea cu două șuruburi se practică la capetele din casetofone. Aici plăcuța se fixează într-o parte cu șurub pe o șaibă metalică de o grosime corespunzătoare, iar în cealaltă parte se așază un resort elastic (arc spiral) cu un șurub. Cu ajutorul acestui sistem se poate regla unghiul de înclinare al întrefierului.

Fixarea cu trei șuruburi este întâlnită la magnetofonele cu role și la cele Hi-Fi. Fiecare șurub este prevăzut cu un resort elastic. În felul acesta este posibil reglajul înălțimii întrefierului cât și corectarea unghiului de înclinare a acestuia.

La fixarea cu patru șuruburi, două sînt folosite pentru stabilirea înălțimii întrefierului (nu au arcuri spirale), iar celelalte două sînt folosite pentru reglarea unghiului de înclinare al întrefierului.

Pentru a putea efectua un reglaj corect avem nevoie de o bandă de măsură DIN, corespunzătoare vitezei de deplasare a benzii. În cazul în care nu dispunem de o asemenea bandă, putem folosi una din benzile proprii, la care înregistrarea să aibă o dinamică bună.

În prima etapă se reglează capul de redare. La început se reglează înălțimea întrefierului. Înălțimea capului de redare se stabilește astfel încît acesta să depășească marginea supe-

rioară a benzii cu 0,2 mm la capul de o pistă de jumătate de lățime, și cu 0,1 mm la capul de patru piste de un sfert de lățime. După reglarea înălțimii întrefierului se trece la reglarea unghiului de înclinare al acestuia.

Stabilirea poziției corecte a unghiului de înclinare se face prin rotirea șuruburilor de reglaj, astfel încât la 1 kHz cît și la 10 kHz nivelul semnalului de ieșire să fie maxim. Nivelul maxim, se poate urmări cu ajutorul unui voltmetru electronic de audiofrecvență.

După reglarea poziției capului de redare, urmează reglarea capului de înregistrare. Reglarea înălțimii întrefierului se face la fel ca la capul de redare.

Pentru a putea regla unghiul de înclinare al întrefierului avem nevoie de un generator și un voltmetru electronic de audiofrecvență. Din generator se fixează un semnal de 1 kHz care se aplică la intrarea magnetofonului. Cu ajutorul șuruburilor de reglaj se urmărește ca la ieșire să se obțină un nivel maxim (aparatură este conectat pe poziția de înregistrare). Operația se repetă pentru frecvențele de 5 kHz și 10 kHz. Dacă nivelul este același pentru cele trei frecvențe, atunci unghiul de înclinare este optim.

După efectuarea reglajelor, capetele șuruburilor de prindere și de reglaj se vor vopsi cu nitrolac pentru a se evita posibilitatea deșurubării accidentale.

Reglarea capetelor combinate se face asemănător cu cele de redare. Odată reglat capul pe poziția de redare,

reglajul pe modul de înregistrare nu mai este necesar (cazul capetelor utilizate în casetofoane).

## 19. DIFUZORUL

Difuzorul este veriga cea mai slabă din lanțul de transmisie. El are rolul de a transforma tensiunea de audiofrecvență provenită de la sursa de semnal în semnale acustice audibile.

### *Caracteristici calitative generale*

Datele tehnice ce caracterizează un difuzor sînt:

— *Puterea maximă aplicabilă cu semnale sinusoidale* (exprimată în wați) reprezintă puterea semnalelor sinusoidale care se pot aplica difuzorului pe impedanța sa fără ca acesta să se deterioreze în vreun fel.

— *Puterea maximă aplicabilă cu semnale muzicale* (exprimată în wați) reprezintă puterea semnalelor muzicale ce se poate aplica difuzorului pe impedanța sa caracteristică fără ca acesta să se deterioreze.

— *Impedanța de sarcină* (exprimată numeric în ohmi) reprezintă impedanța de intrare a difuzorului pe care debitează puterea de audiofrecvență etajul final de putere. Pentru un transfer maxim de putere e necesar ca impedanța de sarcină să fie egală cu impedanța de ieșire a amplificatorului de putere.

— *Caracteristica de frecvență* reprezintă banda de frecvență pe care o poate radia sistemul (difuzorul).

— *Frecvența de rezonanță* este o calitate proprie a difuzorului, căreia îi corespunde un semnal acustic de

perioadă egală și fază egală, dar cu intensitate mult slăbită. Cu cât frecvența de rezonanță este mai mică cu atât difuzorul este mai bun.

*Randamentul difuzorului* este raportul dintre puterea acustică radiată  $P_a$  și puterea electrică reală aplicată  $P_e$ :

$$\eta = \frac{P_a}{P_e}$$

În general randamentul este o mărime care nu se măsoară, deoarece aceasta se face cu multă greutate.

Randamentul difuzoarelor cu radiație directă poate să fie cel mult 8...10%. Randamentul difuzoarelor cu pîlnie poate ajunge pînă la 25...30%.

*Caracteristica de directivitate* — este imaginea repartiției procentuale a energiei radiate de difuzor. Energia maximă este radiată axial. Cu cât frecvența este mai mare cu atât energia radiată lateral scade.

Cele mai răspîndite difuzoare sînt cele electrodinamice.

Magnetul permanent de formă inelară al difuzorului este executat dintr-un aliaj pe bază de nichel, cobalt etc. El generează un cîmp magnetic constant. Într-un întrefier de formă inelară se află o bobină mobilă solidară cu membrana. La trecerea unui curent de audiofrecvență, cîmpul magnetic creat de bobina mobilă va interacționa cu cîmpul magnetic permanent dat de magnetul permanent. Va apare o mișcare axială înainte-înapoi a bobinei, în funcție de polaritatea tensiunii de audiofrecvență aplicată. O dată cu mișcarea bobinei se produce și mișcarea membranei. În acest fel se creează unde acustice în ritmul miș-

cării membranei și deci a semnalului de audiofrecvență aplicat. Se obține astfel transformarea semnalelor electrice de audiofrecvență în oscilații mecanice acustice.

În funcție de banda de frecvențe reprodusă întîlnim: difuzoare pentru frecvențe joase, difuzoare pentru frecvențe medii și difuzoare pentru frecvențe înalte.

Difuzoarele pentru frecvențe joase redau în general frecvențele cuprinse între 20 ... 25 Hz și 150 ... 200 Hz. Ele trebuie să aibă o membrană ușoară, cu un diametru și o suprafață mare pentru a putea radia puteri mari cu un randament bun.

Diametrul difuzoarelor utilizate în acest domeniu de frecvențe este cuprins între 200...250 mm, putînd ajunge pînă la 500 mm.

Frecvența de rezonanță deși ar trebui să fie sub 20 Hz este în general cuprinsă între 25 ... 40 Hz.

Impedanța difuzoarelor este de 4,8Ω și 15Ω. Puterea aplicată poate fi cuprinsă între 10 ... 100 W.

Difuzoarele pentru frecvențe medii trebuie să redea cît mai liniar banda frecvențelor cuprinse între 300 ... 5 000 Hz cu distorsiuni neliniare cît mai mici. Ele au diametrul membranei cuprins între 150 ... 200 mm.

De regulă impedanța este de 4,8Ω sau 15Ω. Puterile sînt cuprinse între 5 ... 25 W.

Difuzoarele destinate reproducerii frecvențelor înalte au membrana confecționată din celuloză impregnată (presată) masă plastică sau din folie de aluminiu presat. Frecvența de rezonanță este destul de ridicată. Ea

trebuie să fie de două ori mai mică față de frecvența cea mai joasă din banda de frecvență transmisă.

Difuzoarele cu membrană pilnie din celuloză presată au banda de frecvențe reprodusă cuprinsă între 5 kHz ... 12 kHz cu o abatere de  $\pm 3$  dB. Puterea este de 1 ... 5 W.

Pentru reproducerea frecvențelor mai înalte sînt folosite difuzoarele cu membrană pilnie din mase plastice. La acestea banda de frecvențe reprodusă este cuprinsă între 8 kHz și 16 kHz, cu o abatere de  $\pm 1$  dB.

Difuzoarele cu membrană calotă sferică din mase plastice sînt des utilizate la echiparea radiocasetofoanelor. Ele pot reproduce liniar frecvențe între 10 kHz și 20 kHz, puterea aplicabilă fiind în jurul 1 ... 5 W.

De o largă răpîndire se bucură difuzoarele de bandă largă. Acestea sînt folosite în televizoare, radioreceptoare, magnetofone, casetofone etc. Ele pot reproduce frecvențe între 40... 16 000 Hz, cu o abatere de  $\pm 4$  dB. Puterea radiată este în general 5 ... 8 W (la puteri mai mari cresc considerabil distorsiunile).

## 20. CĂȘTI ACUSTICE

Căștile acustice sînt utilizate în tehnica sunetului și în general sînt de calitate Hi-Fi. Ele permit o redare mai fidelă a programului sonor în comparație cu incintele acustice (boxe). Aceasta deoarece influența spațiului înconjurător are o mai mică influență asupra undelor sonore (nu mai apar

reflexii, reverberații, absorbții ca la boxe).

Căștile se pot împărți, după tipul constructiv:

- căști dinamice, cu membrană de celuloză,

- căști dinamice, cu membrană din mase plastice,

- căști electrostatice,

- căști metalice cu membrană metalică,

- cască dinamică telefonică.

În tehnica sunetului, pentru o redare de bandă largă sînt utilizate numai căști dinamice cu membrană de celuloză, restul tipurilor se utilizează în diferite domenii din telecomunicații.

Căștile dinamice cu membrană de celuloză sînt construite din două difuzoare dinamice de dimensiuni reduse ce sînt montate în incinte acustice, corespunzătoare, redării de bandă largă. Impedanța căștilor poate fi între 8...150  $\Omega$ .

## 21. INCINTE ACUSTICE

Incintele acustice sau boxele sînt ultimele elemente din componența unui lanț electroacustic. Ele se pot clasifica în: incinte închise, incinte acustice cu deschidere și labirinte acustice. Cele mai răspîndite sînt circuitele acustice închise. În funcție de utilizare, acestea sînt echipate cu difuzoare de bandă largă, fie cu un sistem multicăi, format din difuzoare diferite de joase, medii și înalte.

Problema cea mai importantă care se pune la proiectarea unei incinte acustice este găsirea unui raport convenabil între dimensiunile difuzorului, folosit pentru redarea frecvențelor joase și volumul incintei închise. Ambele elemente duc la modificarea frecvenței proprii de rezonanță a difuzorului, în general la creșterea acesteia. Cu cât volumul incintei este mai mare și aria efectivă a membranei este mai mică, cu atât modificarea frecvenței de rezonanță va fi mai mică. Situația cea mai defavorabilă este când avem montat un difuzor mare, într-o incintă de volum mic.

Cu privire la modificarea frecvenței de rezonanță merită să prezentăm câteva exemple. Dacă montăm un difuzor, cu diametrul membranei de 150 mm și frecvența de rezonanță de 80 Hz, într-o incintă acustică închisă de 6 litri, frecvența de rezonanță se modifică la 75 Hz. Dacă diametrul este de 300 mm și frecvența de rezonanță de 18 Hz, iar volumul incintei este de 50 litri, frecvența de rezonanță se modifică la 45 Hz.

Din exemplele date mai sus rezultă, că dacă se mărește volumul incintei, modificarea frecvenței de rezonanță este mai mică și se îmbunătățesc caracteristicile la frecvențele joase.

Este bine de reținut că dacă vom monta un difuzor de calitate cu frecvența de rezonanță mică într-o incintă închisă, creșterea frecvenței de rezonanță se face cu o valoare mai mare decât în cazul montării unui difuzor cu frecvența de rezonanță mai mare. De aici concluzia că o incintă acustică

închisă reduce cu mult mai mult performanțele la frecvențe joase, ale unui difuzor de bună calitate, decât ale unui difuzor de calitate mai slabă (cu frecvența de rezonanță mai mare).

*Incintele acustice închise* sînt, în prezent, cele mai răspîndite, datorită ușurinței construcției.

În general ele au forma din fig. IV.9.

O măsură importantă este aceea de a realiza pereții laterali ai incintei din material rigid și de grosime suficientă, pentru a se înlătura posibilitatea apariției unor oscilații sau vibrații mecanice nedorite. Acestea pot apărea datorită presiunii aerului din interior, care se exercită pe pereții incintei. Pereții pot intra în oscilație pe anumite frecvențe. Aceste frecvențe depind de masa și elasticitatea materialului din care este confecționată incinta. Ele pot influența negativ caracteristicile de reproducere ale incintei. Prin utilizarea, la confecționarea incintelor, a plăcilor de lemn, de grosime corespunzătoare, întărite la îmbinări cu șipci de lemn, se obține o reducere suficientă a vibrațiilor pereților incintelor acustice.

Apariția undelor staționare este un fenomen nedorit care determină maxime și minime ale intensității sonore, deci o redare neliniară. Ele apar la frecvențele la care distanța dintre pereții laterali, paraleli ai incintei, sînt egali cu un multiplu întreg de jumătăți de lungimi de undă. Pentru înlăturarea acestora, se procedează la amortizarea acustică a pereților interiori cu un strat gros de 40 ... 50 mm de vată sau material spongios, care are rolul de absorbant acustic.

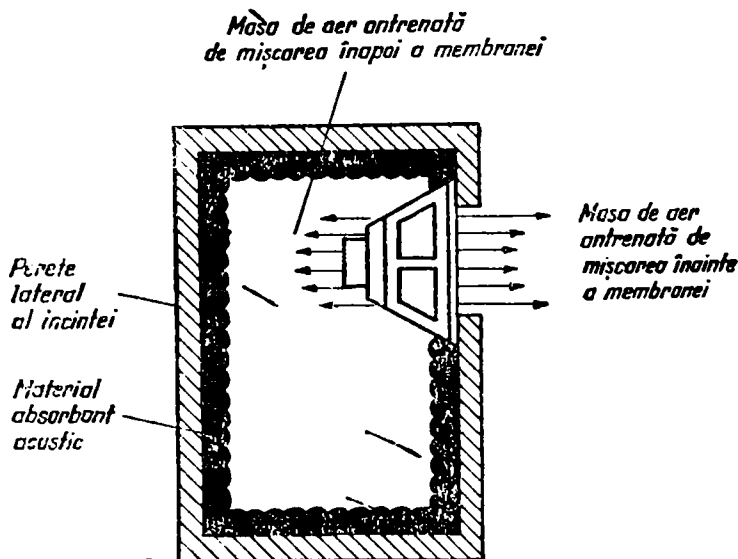


Fig. IV.9. Incintă acustică închisă.

O dată cu amortizarea acustică a pereților interiori are loc și o absorbție a energiei sonore pe care o produce membrana în mișcarea ei în „spate”. Din această cauză, randamentul va scădea la jumătate și o dată cu aceasta va scădea și puterea acustică radiată. Cu toate acestea, incintele acustice închise au o foarte mare răspîndire.

*Incintele acustice cu deschidere* se obțin prin practicarea, de regulă, a unei deschideri de dimensiuni stabilite. În felul acesta aerul din interiorul incintei, prin deschiderea practică, este în legătură cu aerul din exteriorul incintei, obținîndu-se un sistem acustic oscilant a cărei frecvență de rezonanță nu depinde de dimensiunile difuzorului, ci numai de volumul incintei acustice.

Frecvența de rezonanță a incintei cu deschidere este stabilită de masa de aer, aflată în deschiderea respectivă

și de elasticitatea acului închis în incintă. Ea este cu atât mai mică cu cît volumul incintei este mai mare.

Cele mai răspîndite incinte acustice cu deschidere sînt așa numitele incinte „bass-reflex”. Prin practicarea deschiderii reflex, presiunea aerului din incintă ce se formează la deplasarea în „spate” a membranei nu mai este absorbită de către pereții incintei, ci este eliberată spre exterior.

Sistemul difuzor-incintă are două frecvențe de rezonanță. Una este proprie incintei acustice, iar a doua este proprie difuzorului. Prin construcție se urmărește cuplarea celor două frecvențe, comportarea sistemului fiind asemănătoare cu cea a unui filtru de bandă cu două circuite oscilante.

Dimensionarea incintei se face de o asemenea manieră, ca frecvența de rezonanță proprie a difuzorului să fie

egală cu frecvența de rezonanță a incintei.

Pentru dimensionare este suficientă cunoscerea frecvenței proprii de rezonanță și diametrul membranei difuzorului. În funcție de diametrul membranei rezultă volumul incintei, iar de valoarea frecvenței de rezonanță depind dimensiunile deschiderii.

Deoarece frecvența de rezonanță a incintei depinde, atât de dimensiunile deschiderii, cât și de volum, se pot realiza, prin alegerea corespunzătoare a acestora, incinte acustice de volum redus, cu frecvențe de rezonanțe mici, acesta fiind principalul avantaj al incintelor acustice „bass-reflex”.

*Labirintele acustice* au o utilizare sporadică, deoarece ele nu permit realizarea sistemelor multicăi și necesită lucrări de reglaj și punere la punct, care la incintele închise nu se efectuează. Ele se obțin prin montarea în spatele difuzorului a unui tub lung, a cărui lungime trebuie să fie mai mare ca sfertul lungimii de undă corespunzătoare frecvenței celei mai joase ce dorim s-o reproducem. Tubul este căptușit în interior cu material absorbant acustic pentru a se obține o bună amortizare într-o bandă relativ largă în jurul frecvenței de rezonanță. În felul acesta se reduc distorsiunile și vibrațiile nedorite din jurul frecvenței de rezonanță și se îmbunătățește caracteristica tranzitorie.

În realitate, în locul tubului se folosește o incintă acustică, astfel împărțită încît să realizeze funcțiile acestuia, deschiderea fiind practică în partea diametral opusă a incintei. După forma

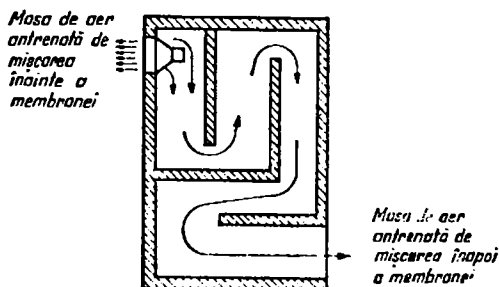


Fig. IV.10. Labirint acustic.

secțiunii, incinta poartă numele de labirint (fig. IV.10).

Aria secțiunii labirintului trebuie să fie cel puțin 70% din suprafața membranei difuzorului.

Labirintele acustice au în general un randament scăzut, implicînd utilizarea unor amplificatoare de putere mai mare. (M.S.)

## 22. CIRCUIT DE PROTECȚIE A INCINTEI ACUSTICE

Un amplificator de audiofrecvență cu alimentare simetrică oferă performanțe foarte bune în ceea ce privește banda de frecvență, distorsiunile și puterea de transmisie. La acest tip de amplificator de putere, incinta acustică este conectată direct din punct de vedere galvanic, fapt care elimină dezavantajele unui cuplaj prin intermediul unui condensator electrolitic de capacitate foarte mare. Totuși, această variantă prezintă dezavantajul că, dacă apare datorită unei defecțiuni o componentă de curent continuu prin grupul de difuzoare, aceasta le va distruge mai mult sau mai puțin rapid. Defectul apare mai ales cînd, datorită solicitărilor mari ale amplificatorului, se poate



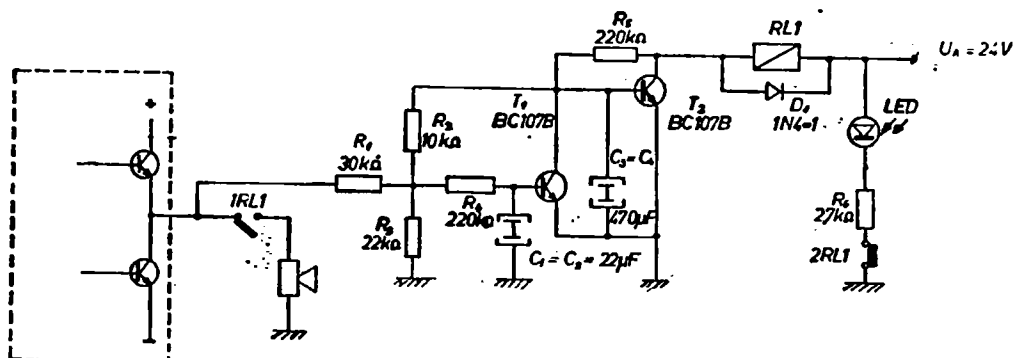


Fig. IV.11. Schema electrică a circuitelor de protecție al incintelor acustice.

scurtcircuita una din joncțiunile tranzistoarelor finale de putere.

Montajul prezentat în figura IV.11 asigură protecția rapidă și eficientă a incintei. În cazul unei funcționări normale, tranzistorul  $T_1$  este blocat, tranzistorul  $T_2$  este saturat, releul  $RL1$  este anclanșat și incinta acustică este conectată la amplificator prin contactul normal deschis  $LRL1$ . În cazul regimului de avarie pot apărea două situații. Când polaritatea componentei continue este pozitivă, tranzistorul  $T_1$  se saturează deoarece grupul de condensatoare  $C_1C_2$  se încarcă cu o tensiune continuă pozitivă prin intermediul rezistorului  $R_4$ . Imediat tranzistorul  $T_2$  se blochează, releul  $RL1$  va fi dezanclanșat, iar contactul normal deschis  $1RL1$  deconectează incinta. În același timp contactul normal închis  $2RL1$  se închide și ledul alimentat prin intermediul rezistorului  $R_6$  se luminează, indicând regimul de avarie.

Atunci când polaritatea componentei continue este negativă, tranzistorul  $T_2$  se blochează deoarece grupul de condensatoare  $C_3C_4$  se descarcă prin intermediul rezistorului  $R_2$  și baza tranzis-

torului  $T_2$  primește un potențial apropiat de cel al masei. Releul  $RL1$  va fi dezanclanșat și, deci, incinta va fi și de această dată deconectată.

Se menționează că valorile componentelor au fost astfel alese încât schema să funcționeze și pentru semnale audio de frecvență foarte joasă (sub 5 Hz), care sînt nedorite în cazul unui lanț electroacustic. Funcționarea schemei este similară pentru semialternanțele pozitive sau negative, care declanșează releul în aceeași manieră ca și în cazul componentelor de curent continuu. În cazul în care releul  $RL1$  necesită un curent mare, se va folosi în locul tranzistorului  $T_2$  un dublet Darlington, care să asigure o funcționare corespunzătoare a montajului (E.M.)

## 23. SFATURI PENTRU ÎNTREȚINEREA TRANSDUCTOARELOR ELECTROACUSTICE

### Întreținerea dozelor de picup

Cea mai mare parte a dozelor sînt sensibile la influența perturbațiilor externe.

Dozele cu cristal sînt sensibile la variațiile de temperatură și umiditate ridicată a mediului, dozele magnetice sînt influențate de cîmpurile magnetice exterioare. De aceea la amplasarea picupului se va ține cont de toți factorii ce pot perturba buna funcționare a acestuia.

Partea cea mai sensibilă a dozei este vîrfurile de redare. De starea de uzură și de curățenia acestuia depinde calitatea semnalului redat.

Pentru verificarea stării de uzură și a curățeniei vîrfurilor de redare avem nevoie de cîteva ustensile. Acestea sînt: o lupă care mărește de 25...50 ori, o pensulă foarte moale (eventual o pensulă din coadă de veveriță).

Periodic se va face verificarea stării de curățenie a vîrfurilor și dacă este necesar se va face curățirea lui. În cazul curățirii uscate cu pensula, se vor efectua mișcări longitudinale, îndepărtîndu-se astfel depunerile de pe vîrf.

Pentru a avea o evidență a duratei de folosire a acului se vor număra fețele de disc redare. Durata redării unei fețe de disc mare este de aproximativ 25 minute, iar a unei fețe de disc mic de 4,5 minute. Evidența duratei de utilizare a vîrfurilor este importantă pentru stabilirea obiectivă a momentului schimbării vîrfurilor de redare.

#### *Întreținerea capetelor magnetice*

După un anumit număr de ore de funcționare, pe capetele magnetice se depune oxid de fier. Aceste depuneri duc la scăderea calității audiției care

se manifestă prin „tăierea” frecvențelor înalte. Înlăturarea depunerilor de oxid de fier se face cu un tampon de vată rulat pe un bastonaș din lemn sau material plastic (se poate folosi un băț de chibrit fără fosfor sau o scobitoare) înmuiat în alcool etilic. Operația de ștergere se efectuează de mai multe ori pînă cînd pe tamponul de vată nu mai rămîne oxid de fier.

Operația de curățire se efectuează periodic, durata dintre operații depinzînd de calitatea benzilor utilizate și de numărul orelor de funcționare.

Dacă nu dispunem de soluții special destinate curățirii capetelor magnetice, putem folosi și spirt medicinal. După curățire, se va șterge capul magnetic cu o cîrpă moale *pentru înlăturarea* substanțelor chimice ce intră în componența acestuia.

După o folosire mai îndelungată, datorită cîmpului magnetic de pe bandă, se produce o magnetizare a elementelor din metal (capul de înregistrare, de redare etc.), care vin în contact cu banda.

O magnetizare permanentă a capului de redare duce la creșterea semnificativă a zgomotului de fond.

Pentru înlăturarea cîmpului magnetic se folosește un aparat special construit în acest scop — demagnetizorul.

La apariția magnetizării permanente contribuie și utilizarea în apropierea capului de redare a unor scule magnetice, cu ocazia lucrărilor de întreținere și reglare. (M.S.)

# CAPITOLUL V

## PREAMPLIFICATOARE

### 1. PREAMPLIFICATOR PENTRU DOZĂ CU CRISTAL (PIEZOELECTRICĂ)

Preamplificatorul prezentat în figura V.1 a fost conceput în așa fel ca să ofere performanțe superioare în ceea ce privește calitatea semnalului amplificat, distorsiunile, raportul semnal-zgomot etc. Impedanța la intrare este de cca 600 k $\Omega$ , valoare care optimizează funcționarea unei doze piezoelectrice din punct de vedere al adaptării de impedanțe. Grupul de tranzistoare  $T_1T_2$  realizează un dublet a cărui amplificare finală este de circa 30. Pentru adaptarea preamplificatorului la etajul corector de ton s-a prevăzut tranzistorul  $T_3$ , care este montat într-un etaj tip repetor pe emitor. Preamplificatorul se poate utiliza foarte bine și pentru amplificarea

unui semnal electric furnizat de un microfon cu cristal.

Alimentarea preamplificatorului se va face de la o sursă de tensiune stabilizată și bine filtrată.

Se recomandă ecranarea montajului cât și a cablurilor pentru conexiuni (E.M.)

### 2. PREAMPLIFICATOR PENTRU DOZĂ CERAMICĂ

Se cunoaște faptul că cele mai bune rezultate obținute la redarea discurilor sînt în exclusivitate ale picupurilor echipate cu doze electromagnetice. Totuși, unele firme mai produc picupuri

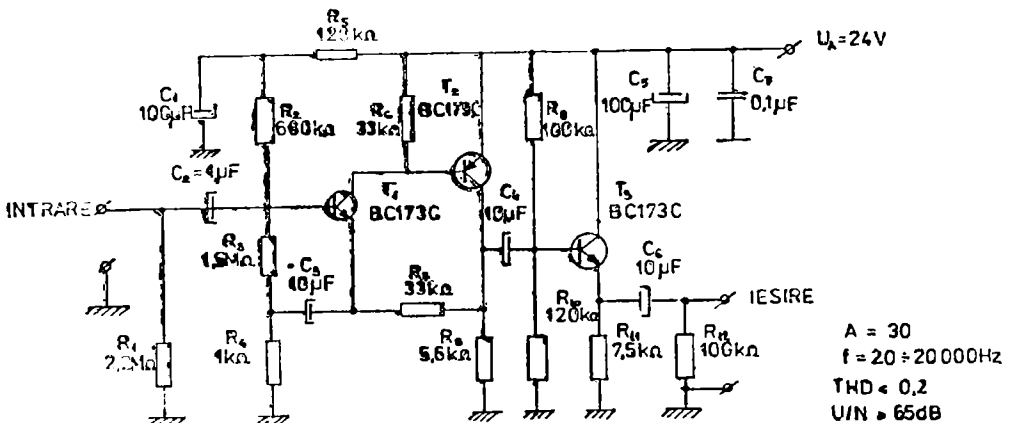


Fig. V.1. Preamplificator pentru doză cu cristal.

echipate cu doze ceramice care, folosind un echipament electronic adecvat, permit obținerea unor rezultate bune în privința programului sonor redat. Cerințele unui preamplificator pentru doză ceramică sînt următoarele:

— realizarea schemei electrice în așa fel încît răspunsul în ceea ce privește frecvențele joase să nu depindă de impedanța de ieșire a dozei (în special de capacitatea ei intrinsecă).

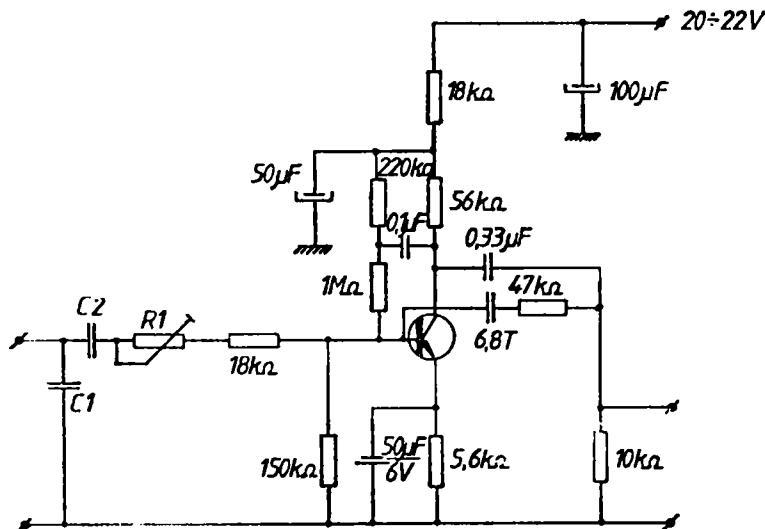
— posibilități de corecție în privința egalizării mecanice și eliminarea rezonanțelor parazite.

— prezența corecției de frecvență de tip RIAA.

— zgomot redus și distorsiuni minime.

— adaptarea impedanțelor doză-preamplificator-corrector de ton.

Schema electrică a preamplificatorului prezentat în figura V.2 conține compensări și reacții astfel alese încît cerințele prezentate anterior sînt îndeplinite. Grupul  $C_1C_2R_1$  se alege în funcție de tipul dozei utilizate, conform tabelului. Buclele de reacție RC din colectorul și emitorul tranzistorului  $T_1$  au rolul de a reduce efectul RUMBLE și de a imprima preamplificatorului caracteristica de ieșire conform normei RIAA. Pentru alimen-



Tipul, dozei	C1	C2	R1	Obs.
DECCA DERAM	3,3nf	0,1μF	18÷20kΩ	ieșire joasă
GOLDRING CS90			56kΩ	
GOLDRING CS90			56kΩ	ieșire medie
SONOTONE STIA-HL	3,3nf	0,1μF	22kΩ	(răspuns)
CONNOISEUR	3,3nf	0,1μF	0	răspuns mediu
SCU 1				
BSR SC SM	10nf	6,8nf	22-56kΩ	răspuns înalt
Acous GP94/1				
Garrard KS40A				

Fig. V.2. Preamplificator pentru doză ceramică.

țarea montajului se utilizează o sursă de alimentare stabilizată și bine filtrată. La realizarea practică se ține cont de grupul de cerințe pe care trebuie să le îndeplinească acest tip de montaj (trasee de masă groase, lipsa buclei de masă, trasee cât mai scurte etc.). (E.M.)

### 3. PREAMPLIFICATOARE PENTRU DOZE ELECTRODINAMICE

Redarea de cea mai bună calitate a discurilor fonografice se face cu dozele magnetice. Din categoria dozelor magnetice cele mai răspândite sînt dozele electrodinamice. Avînd în vedere sensibilitatea deosebită a acestora, o problemă dificilă care apare la preamplificatoarele dozelor magnetice este aceea a zgomotului. Realizarea preamplificatoarelor pentru doze magnetice se face cu particularități specifice.

Semnalul electric pe care-l furnizează doza magnetică este în medie de  $150 \mu\text{V}$ . La amplificarea unor astfel

de semnale se impune ca tensiunea echivalentă de zgomot a primului etaj de amplificare să fie sub cîțiva  $\mu\text{V}$ . În asemenea condiții, pentru obținerea unei calități deosebite a redării nu se poate ataca direct preamplificatorul corector RIAA. Este necesar a se introduce un preamplificator de zgomot foarte mic pentru doza magnetică.

În figura V.3 prezentăm schema unui preamplificator pentru doze magnetice cu tranzistorul BC 109C sau BC 413C. Pentru obținerea unei rezistențe echivalente de valoare mică, la intrarea preamplificatorului s-a adoptat montajul în conexiune BC. Pentru evitarea tensiunilor de zgomot parazite s-a prevăzut introducerea unor grupuri RC de filtraj. Amplificarea este de circa 25 ori; raportul semnal/zgomot depinde de tranzistor, dar nu depășește  $-55 \text{ dB}$ .

Preamplificatorul prezentat în figura V.4 are performanțe deosebite: amplificarea de tensiune 34 dB; banda de frecvențe 20 Hz ... 50 kHz (la  $-2 \text{ dB}$ ); zgomot  $-68 \text{ dB}$ ; distorsiuni neliniare 0,017%; distorsiuni de inter-

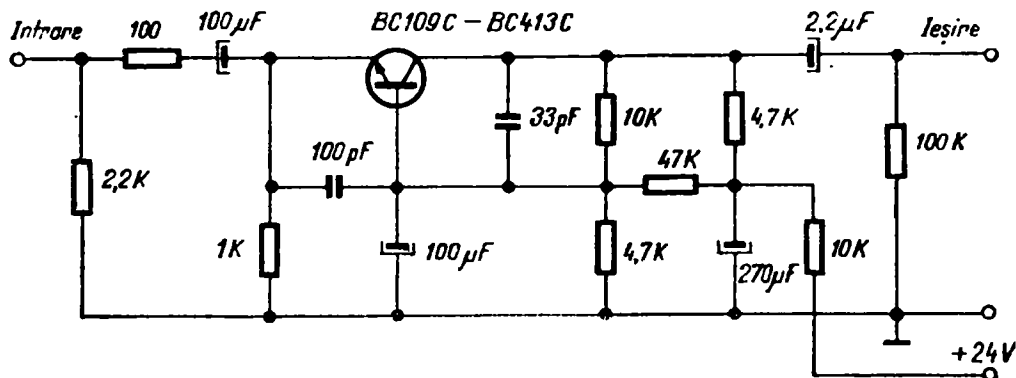


Fig. V.3. Preamplificator pentru doză electrodinamică.

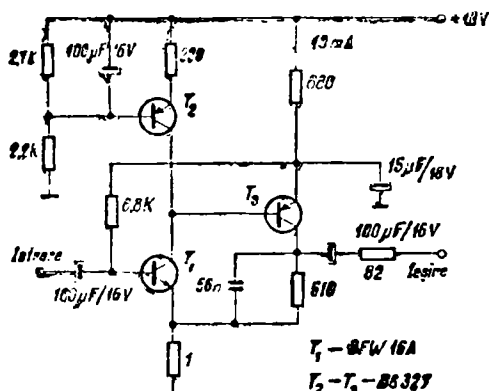


Fig. V.4. Preamplificator de înaltă calitate pentru doză electrodinamică.

modulație 0,05%; rezistența de ieșire 100 ohmi; nivelul maxim de intrare fără distorsionare 4 mV. Primul etaj este prevăzut cu tranzistorul BFW 16 A. Se știe că în montaj *EC* zgomotul produs de tranzistor depinde de mărimea rezistenței intrinseci  $r_{bb}$ . Cu cât aceasta va fi mai mică cu atât zgomotul va fi mai redus. Tranzistorul BFW 16 A este destinat amplificatoarelor de antenă TV și are  $r_{bb}$  foarte mic. Aceasta a fost rațiunea pentru care a fost ales în primul etaj din preamplificator. Sarcina din colector este alcătuită dintr-un generator de curent cu tranzistorul  $T_2$ . Semnalul de ieșire se culege din colectorul tranzistorului  $T_3$  în montaj *EC*. Pentru o bună stabilitate a preamplificatorului s-au prevăzut bucle de reacție negativă în *cc*.

*Recomandări constructive și reglaje.* Montajele se execută pe cablaj imprimat. La proiectarea circuitelor impriate se va ține seamă de traseele de masă, evitându-se buclele de masă. Rezistoarele din circuitele de intrare

vor fi cu peliculă metalică. Capacitoarele electrolitice vor fi sortate după curentul de fugă, alegându-se cele cu valoarea cea mai mică a acestuia. Dacă componentele au fost verificate și corect montate, preamplificatoarele vor funcționa corect. Montajul preamplificatorului se introduce într-o cutie metalică (din tablă de conserve) și se fixează prin cositorirea traseului de masă pe pereții interiori ai cutiei.

Pentru obținerea unor rezultate bune, având în vedere și faptul că dozele magnetice nu sînt ieftine, o atenție deosebită trebuie s-o acordăm interconectării dintre doză, preamplificator și corectorul RIAA. Dacă traseele de masă nu sînt corect conectate, nu vom obține o funcționare corectă a lanțului, apare brumul și chiar alte semnale parazite. Având în vedere importanța traseelor de masă și a ecranărilor la interconectarea dozelor magnetice prezentăm în figura V.5 un exemplu de legare corectă.

Pentru realizarea unui lanț electroacustic stereo se vor executa cite două preamplificatoare pentru fiecare canal (*I.S.*)

#### 4. PREAMPLIFICATOARE CU TRANZISTOARE PENTRU DOZA ELECTROMAGNETICĂ

La picupurile cu doză electromagnetică „deck” existente în comerț se poate adapta, cu rezultate foarte bune un preamplificator simplu și care să dețină totuși performanțe superioare. În fig. V.6 și fig. V.7 sînt prezentate

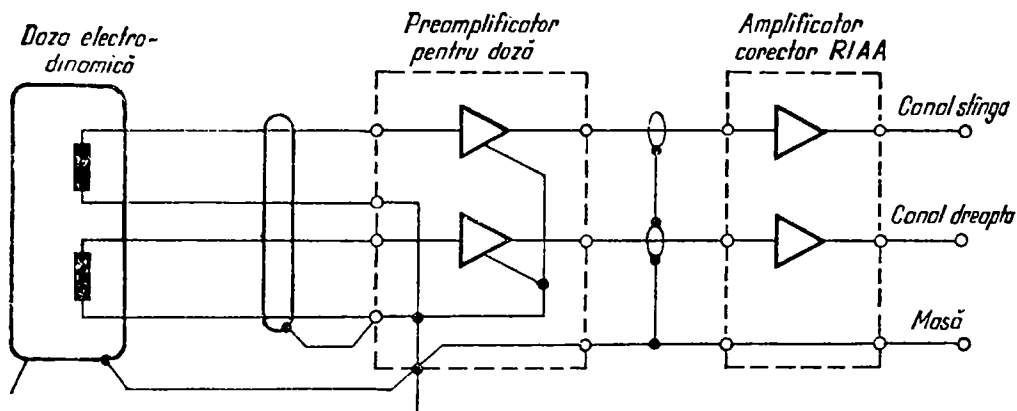
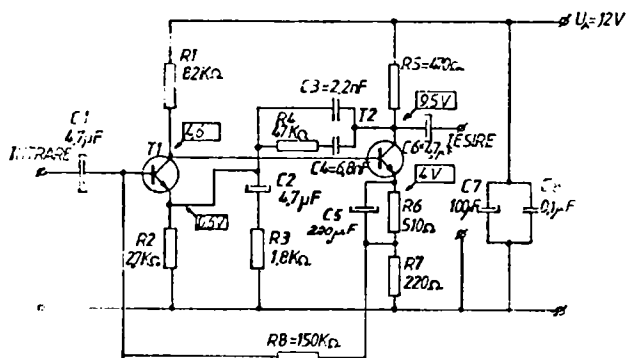


Fig. V.5. Interconectarea corectă între doză, preamplificator și corector RIAA.

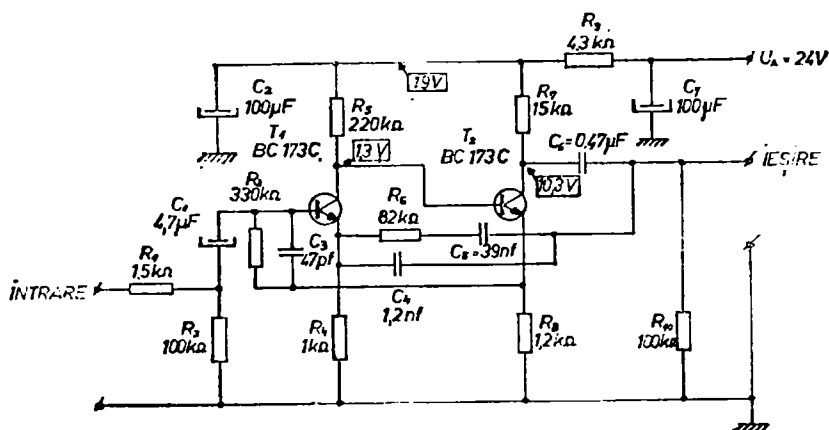


Date tehnice:

$U = 12V_{CC}$   
 $I = 12mA$   
 $Z_i = 100K\Omega$   
 $Z_o = 200\Omega$   
 $K \approx 0.7\%$   
 $A = 20 dB$   
 $T_{11} = 80/173^\circ C$

$\tau_i = 313^\circ \mu S$   
 $\tau_o = 3.8 \mu S$   
 $\tau_a = 75 \mu S$

Fig. V.6. Preamplificator pentru doză electromagnetică (I).



Date tehnice:

$U_A = 24V$   
 $I \approx 15mA$   
 $Z_i = 47K\Omega$   
 $Z_o = 5K\Omega$   
 $THD < 0.2\%$   
 $A = 40dB/1000Hz$   
 CORECTIE - RIAA

Fig. V.7. Preamplificator pentru doză electromagnetică (II).

două scheme electrice de preamplificator cu performanțe asemănătoare. Ambele montaje folosesc pentru amplificarea semnalului furnizat de către doza electromagnetică două tranzistoare, montate în cascadă.

Pentru adaptarea impedanței de ieșire a dozei electromagnetice la impedanța de intrare a preamplificatorului s-au prevăzut cuplaje corespunzătoare. Polarizările primului tranzistor sînt alese de așa natură încît să optimizeze funcționarea, în ceea ce privește amplificarea unui semnal de ordinul milivoltilor și în același timp să permită obținerea unui raport semnal/zgomot cît mai bun. Se observă că primul tranzistor este alimentat cu un curent mic, de ordinul sutelor de microamperi, și în același timp prezintă o tensiune redusă în colector. Cuplajul cu al doilea tranzistor se face galvanic, pentru optimizarea funcționării și eliminarea inconvenientelor generate de un condensator electrolitic de cuplaj, care ar putea introduce distorsiuni. La ambele variante se observă buclele de reacție negativă ( $C_3R_4C_4$  la varianta I și  $C_4C_5R_6$  la varianta II) care oferă montajelor caracteristica de funcționare tip RIAA, necesară redării semnalelor culese de pe disc. Se recomandă cuplajul ieșirii la un amplificator cu impedanță mare de intrare.

După realizare, montajul se ecranază și se alimentează de la o sursă de tensiune stabilizată și bine filtrată. Preamplificatorul se introduce chiar în incinta picupului, departe de motorul de antrenare al platanului, iar conexiunile se realizează obligatoriu cu conductor ecranat. (E.M.)

## 5. PREAMPLIFICATOARE HI-FI PENTRU DOZA ELECTROMAGNETICĂ

Un preamplificator pentru picup cu doză electromagnetică din categoria HI-FI necesită în mod obligatoriu un circuit integrat specializat. El trebuie să îndeplinească următoarele cerințe:

- zgomot de fond minim;
- liniaritate în toată gama de frecvență audio;

- posibilități de alimentare adaptabilă la sursa de tensiune existentă.

Un preamplificator pentru doza electromagnetică va îndeplini următoarele cerințe:

- adaptarea perfectă din punct de vedere electric între impedanța de ieșire a dozei și impedanța sa de intrare;

- amplificarea în banda de audio-frecvență conform normei RIAA;

- raport semnal/zgomot cît mai ridicat;

- lipsa diafoniei între canale.

Lista se completează și cu necesitatea utilizării unei părți mecanice a picupului bine pusă la punct, care să nu prezinte posibilități de apariție a vibrațiilor mecanice sau distorsiuni în timpul antrenării discului. Numai un ansamblu doză electromagnetică-picup cu partea mecanică bună (platan cu masă mare, braț eliptic, antiskating etc.) justifică realizarea preamplificatorului cu circuit integrat specializat. În figurile V.8—12 se prezintă scheme electrice cu circuite integrate liniare românești de tip  $\beta M381$ ,  $\beta M382$ ,  $\beta M387$ , iar în ipoteza că se dețin și alte tipuri de circuite integrate (fabricate de fir-



Fig. V.8. Preamplificator pentru doză electromagnetică cu  $\beta M381$ .

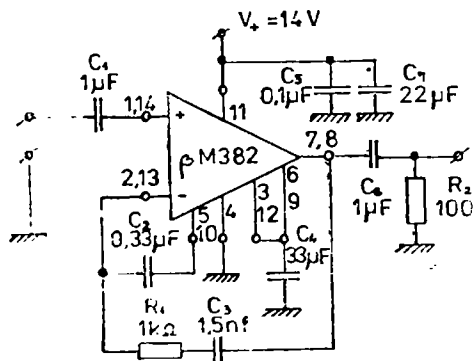
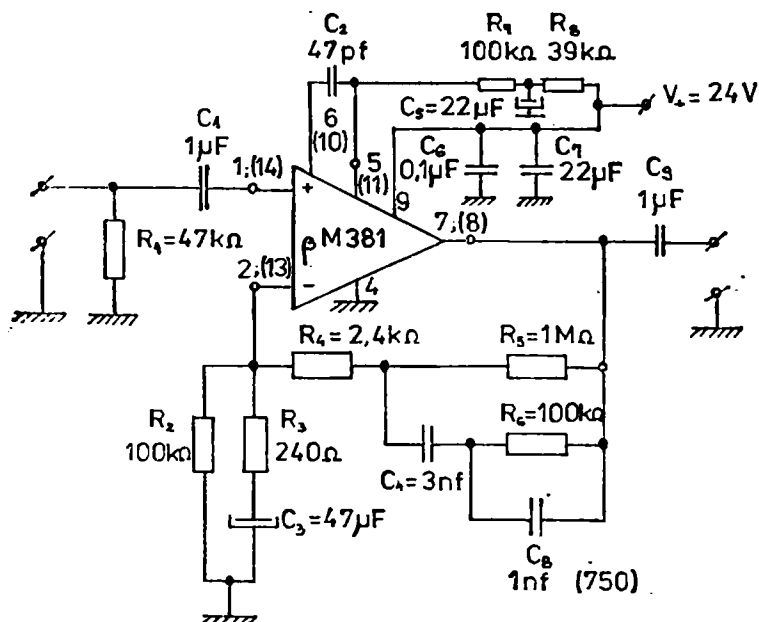


Fig. V.9. Preamplificator pentru doză electromagnetică cu  $\beta M382$  ( $R_2 = 100 \text{ k}\Omega$ ).

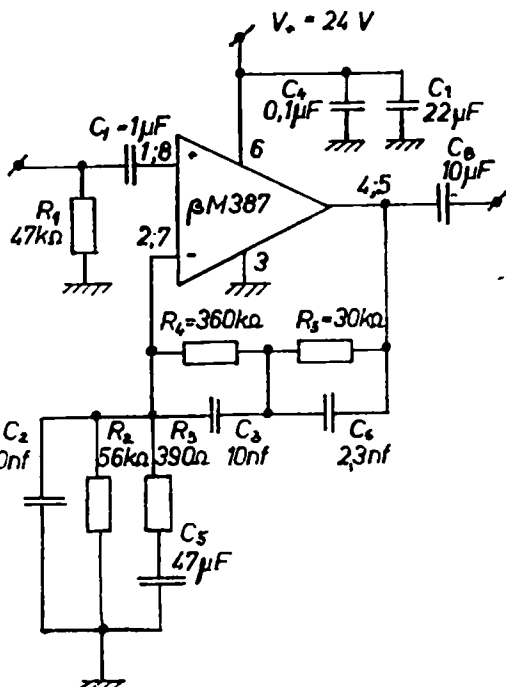


Fig. V.10. Preamplificator pentru doză electromagnetică cu  $\beta M387$ .

Fig. V.11. Preamplificator pentru doză electromagnetică cu LM1303.

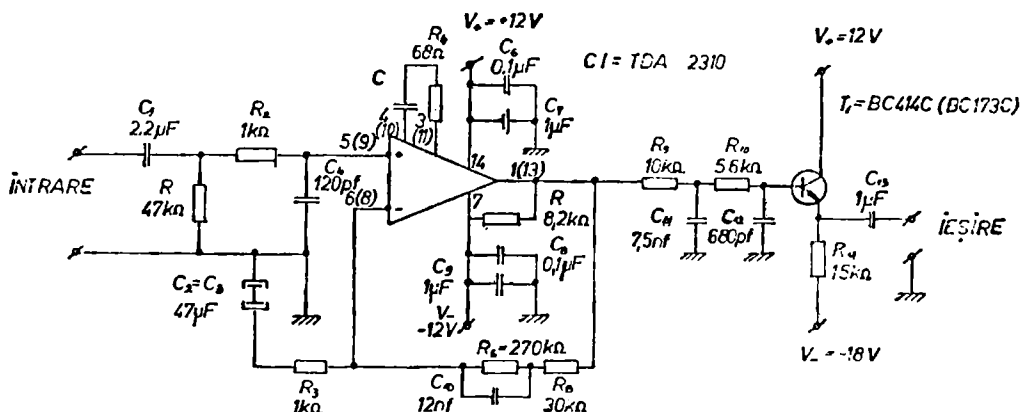
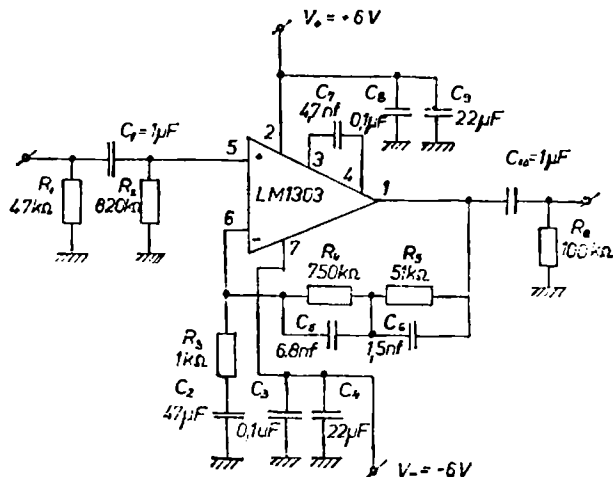


Fig. V.12. Preamplificator pentru doză electromagnetică cu TDA2310.

mele străine) sînt prezentate și scheme de preamplificatoare cu circuite integrate de tip LM1303 sau TDA2310.

Analizînd grupul de scheme electrice se observă elemente comune. Semnalul audio provenit de la doza electromagnetică se aplică prin intermediul unui condensator pe intrarea neinvertare a amplificatorului operațional. Acest lucru oferă o bună adaptare de impedanțe. Intrarea invertare a amplificatorului operațional servește la aplica-

rea unei reacții negative, pentru obținerea caracteristicii de frecvență de tip RIAA la ieșirea preamplificatorului. Se utilizează de fiecare dată un grup de rezistori și condensatoare cu valori alese în mod corespunzător. Funcție de tipul circuitului integrat, se utilizează o sursă de alimentare dublă sau simplă, filtrată în mod eficient (condensator electrolitic și neelectrolitic.).

Efectuînd un cablaj imprimat îngrijit (structură fizică de cuadripol) și

utilizând componente electrice pasive de bună calitate montajul obținut își va confirma pe deplin cerințele HI-FI. Se recomandă ecranarea montajului și folosirea obligatorie a cablului ecranat pentru efectuarea conexiunilor. (E.M.)

## 6. PREAMPLIFICATOARE CU $\beta A741$

Multe dintre schemele electrice de preamplificatoare cu circuite integrate prezintă dezavantajul folosirii unei tensiuni de alimentare duble. Montajele prezentate sînt proiectate astfel încît acest dezavantaj să fie eliminat, ușurînd adaptarea la un aparat electroacustic deja existent. În figura V.13 este prezentată schema electrică a unui preamplificator pentru un picup cu doză electromagnetică. Corecțiile diagramei de amplitudine-frecvență se încadrează în normativele RIAA.

În fig. V.14 este prezentată schema electrică a unui preamplificator pentru microfon. Amplificarea montajului este de 40 dB, pentru un semnal de intrare de 20 mV, cu o neliniaritate a curbei de răspuns amplitudine-frecvență de maxim 1% în banda de frecvență 80 Hz...18 kHz. Ambele montaje utilizează circuite  $\beta A741$ , care vor fi sortate astfel încît să prezinte un raport semnal-zgomot cît mai ridicat. Tensiunea de alimentare se situează în plaja 6V...15V, stabilizată și bine filtrată.

În fig. V.15 se prezintă modul de adaptare a tensiunii de alimentare al aparatului electroacustic existent la necesitățile energetice ale preamplificatorului. (E.M.)

## 7. PREAMPLIFICATOR CU POSIBILITĂȚI MULTIPLE

Pentru constructorii amatori care doresc să realizeze un preamplificator

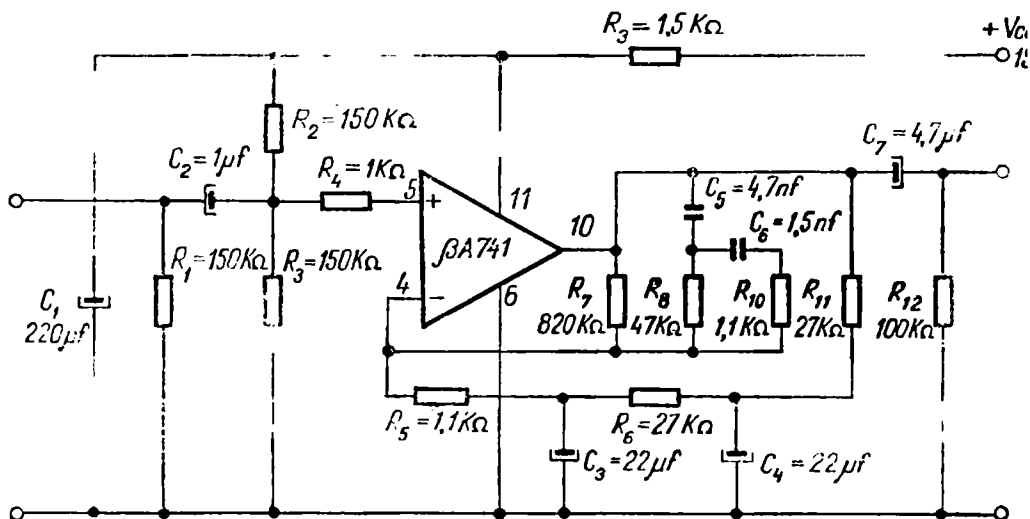


Fig. V.13. Preamplificator pentru doză electromagnetică cu  $\beta A741$ .

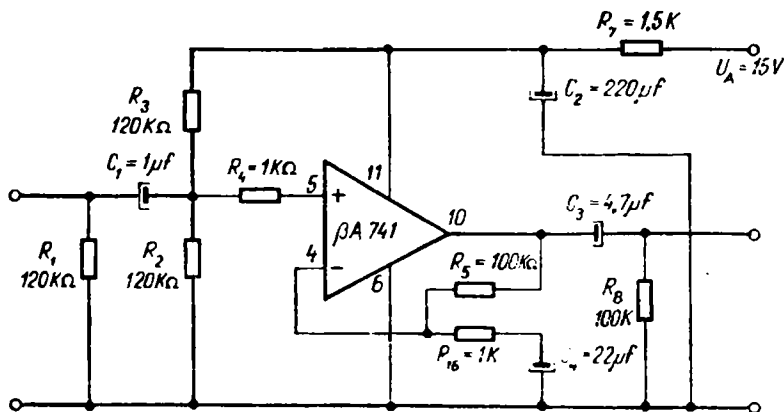
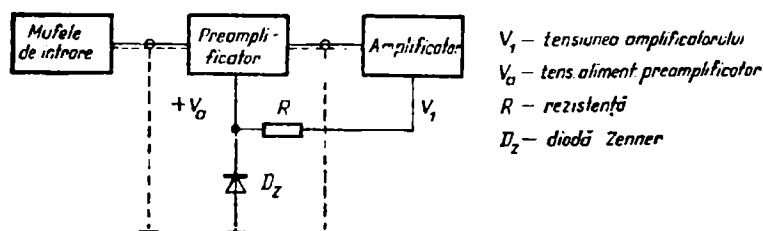
Fig. V.14. Preamplificator pentru microfon cu  $\beta A741$ .

Fig. V.15. Adaptarea tensiunii de alimentare a preamplificatorului.

cu bune proprietăți în ceea ce privește raportul semnal/zgomot și distorsiunile armonice, este prezentată schema electrică în fig. V.16. Caracteristicile electrice sînt următoarele:

— intrări:

- a — microfon (10 mV/47 k $\Omega$ )
- b — cap magnetic (4 mV/47 k $\Omega$ )
- c — doză magnetică (3 mV/47k $\Omega$ )
- d — doză ceramică (20 mV)

— amplificarea: cca. 47 dB

— distorsiuni armonice  $d \leq 0,02\%$

— raport semnal/zgomot  $\leq 63$  dB

— tensiunea de alimentare 20 Vc.c., stabilizată și bine filtrată

— impedanța de ieșire  $Z_{eoptim} = 100$  k $\Omega$ .

Semnalul electric se aplică de la sursă prin intermediul condensatorului  $C_2$  în baza tranzistorului  $T_1$ . Comutatorul  $K$  prezintă două secțiuni. Una dintre ele este pentru selectarea sursei de semnal și a doua pentru selectarea tipului de reacție negativă necesară caracteristicii de transfer intrare-ieșire. Semnalul audio este amplificat de etajul care conține tranzistorul  $T_1$  și apoi aplicat etajului următor, care conține tranzistoarele  $T_2$  și  $T_3$ . Tranzistorul  $T_2$  reprezintă un tampon între ieșirea etajului de intrare și tranzistorul  $T_3$ , în scopul aplicării optime a reacției negative selecționabile de a doua secțiune a comutatorului  $K$ . Reacția negativă conține corecțiile necesare standard RIAA pentru doza

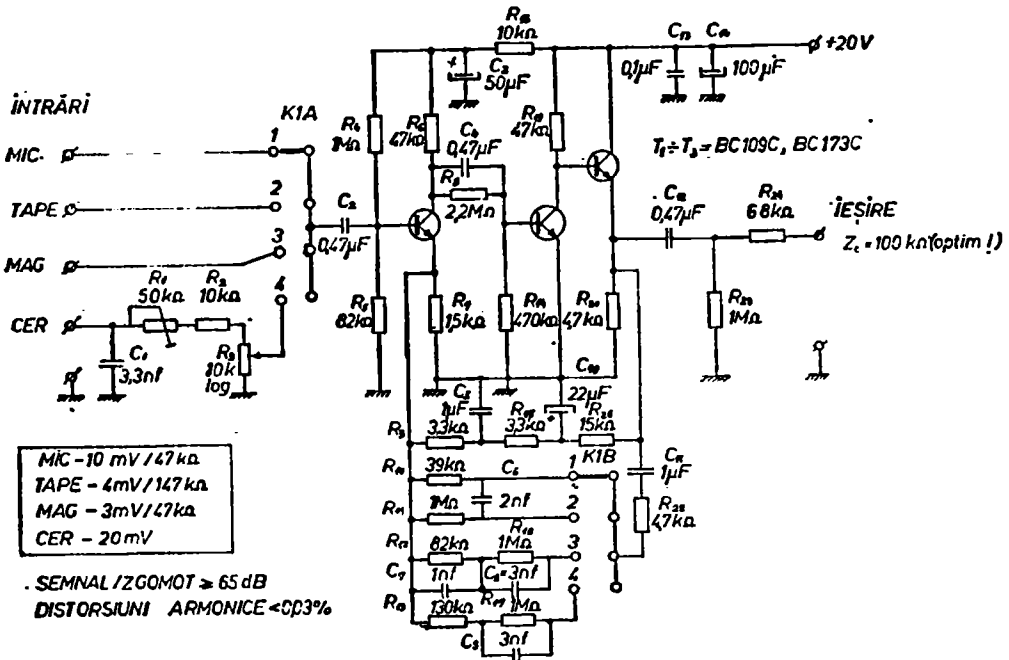


Fig. V.16. Preamplificator cu posibilități multiple.

magnetică și ceramică, NAB pentru imprimarea pe bandă magnetică și caracteristica liniară pentru microfon. Din colectorul tranzistorului  $T_2$  semnalul audio este aplicat prin cuplaj direct în baza tranzistorului  $T_3$ , iar semnalul de ieșire din preamplificator se preia din emițătorul tranzistorului  $T_3$  prin intermediul grupului  $C_{12}R_{21}$ . În scopul unui filtraj suplimentar al tensiunii care se aplică etajului de intrare este prevăzut grupul  $C_3R_{18}$ .

Pentru stabilitatea montajului s-a prevăzut rezistența  $R_{23}$ , care constituie o sarcină constantă a etajului de ieșire. Tranzistorul  $T_3$  constituie un montaj tip repetor pe emitor, care are rolul facilitării cuplajului ieșire preamplificator-intrare corector de ton.

*Realizarea și reglajele.* Montajul se realizează pe o plăcuță de sticlostratitex placat cu folie de cupru în varianta mono sau stereo. Se prevăd cose pentru firele care fac legătura între placă și comutatorul  $K$ . Firele de legătură vor fi în mod obligatoriu ecranate, cu ecranul conectat pe cablaj cit mai aproape de emitorii tranzistoarelor  $T_1$  și  $T_2$  (loc prevăzut special în cablaj). Se vor utiliza componente de bună calitate, iar rezistoarele care echează etajul de intrare și bucla de reacție vor fi obligatoriu de tip RPM. Condensatoarele vor fi de tip multi-strat sau cu tantal (capacitățile mari). Cablajul va avea legături cât mai scurte iar traseul de masă va avea grosimea minimă 3 mm. Se va evita bucla de masă în mod categoric. Co-

mutatorul  $K$  va fi de bună calitate, cu contactele cel puțin argintate, pentru a prezenta fiabilitate în timp. După realizarea montajului se verifică încă o dată corectitudinea implantării componentelor, în special polaritățile condensatoarelor electrolitice. Se alimentează montajul și prin câteva încercări se stabilește valoarea finală a rezistenței  $R_{14}$  pentru care semnalul maxim de intrare apare la ieșire nedistorsionat ( $U_{cm\text{inter } T_3} = 3,5 \dots 10 \text{ V}$ ). Pentru doza ceramică se va regla, potrivit tipului dozei, valoarea rezistenței semireglabile  $R_1$ , și ulterior nivelul semnalului optim utilizând re-

zistența semireglabilă  $R_2$ . După efectuarea reglajelor montajul se ecranază, folosind o cutie metalică cu pereții de grosime minimă 1,5 mm și se integrează mecanic în ansamblul electroacustic posedat. Funcție de numărul surselor de semnal pe care constructorul amator le deține și le utilizează curent, se poate renunța la unele dintre intrări, și corespunzător componente din bucla de reacție negativă, în scopul compactizării montajului.

Preamplificatorul introdus în incinta complexului electroacustic pe care îl deține constructorul amator se rigidizează corespunzător. (E.M.)

# CAPITOLUL VI

## DESPRE

# AMPLIFICATOARELE AUDIO

### 1. CLASELE DE FUNCȚIONARE

Amplificatorul de semnale electrice alternative trebuie să dezvolte în sarcină o anumită putere, cu un randament cât mai bun și cu distorsiuni minime. Reglajul puterii dezvoltate la ieșire se face aproape totdeauna prin modificarea nivelului semnalului alternativ de intrare. Impedanța de sarcină a unui amplificator de audiofrecvență este difuzorul, iar puterea transmisă acestuia variază în limite mari, de la câțiva miliwați (volum minim) până la zeci de wați (volum maxim) funcție de valoarea dorită. În scopul optimizării caracteristicilor de transfer intrare-ieșire, s-au imaginat niște modalități de funcționare ale tranzistoarelor utilizate ca amplificatoare, indiferent de conexiunea în care lucrează. Astfel au apărut așa-numitele clase de funcționare. Tranzistoarele pot funcționa ca amplificatoare (de curent sau de tensiune) în următoarele clase: clasa A, clasa B, clasa AB, clasa C și clasa D.

Alegerea clasei de funcționare și a conexiunii de lucru a tranzistoarelor se face în funcție de amplificarea în tensiune cerută, puterea maximă, distorsiunile minime (THD) etc. Se menționează că în conexiunea EC se obține cea mai mare amplificare de putere. În același timp, conexiunea CC con-

duce la cele mai simple scheme de amplificare, evitând etajele de adaptare suplimentare între ieșirea amplificatorului și impedanța de sarcină (de exemplu transformatorul de ieșire).

#### *Amplificatoare în clasa A*

Schema electrică de principiu și caracteristicile de funcționare statice și dinamice ale unui amplificator în clasa A sînt prezentate în figura VI. 1. S-a ales pentru exemplificarea modului de funcționare un montaj cu conexiunea EC.

Se observă că pentru obținerea unui randament maxim, polarizarea etajului de amplificare trebuie astfel făcută

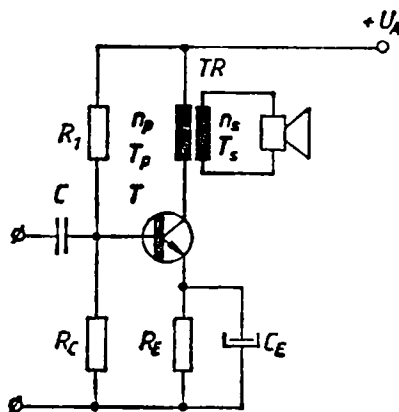


Fig. VI.1. Schema electrică a amplificatorului în clasă A.

încît în regim de repaus, tensiunea din colectorul tranzistorului  $T$  are valoarea:

$$U_{C_0} \leq \frac{U_{CE \max}}{2}$$

În absența semnalului de intrare tranzistorul se găsește în punctul static de funcționare  $M(U_{C_0}, I_{C_0})$ , ale cărui coordonate (tensiune-curent) satisfac ecuația dreptei de sarcină în regim static (fig. VI.2):

$$U_O = U_A - (R_E + r_p)I_{C_0}$$

unde  $R_E$  = rezistența de sarcină echivalentă,  $r_p$  = rezistența înfășurării primare a transformatorului  $TR$ .

Este necesar totodată ca puterea disipată,  $P_d = U_{CE} \cdot I_{C_0}$ , să se afle în permanență sub valorile care consti-

tuie hiperbola de disipație termică a tranzistorului.

În regim dinamic, punctul de funcționare al tranzistorului se deplasează pe dreapta de sarcină de regim dinamic, a cărei ecuație este:

$$U_C = -R_E \cdot i_O$$

$$R_E = r_p + \left(\frac{n_p}{n_s}\right)(r_s + R_s)$$

Semnul minus al relației reflectă antifaza dintre variațiile lui  $U_O$  și  $i_C$ . Puterea utilă  $P_u$  are valoarea:

$$P_u = \frac{u_{\max} \cdot i_{\max}}{2} = \frac{K_a^2}{2} \cdot U_A I_{C_0}$$

$K_a$  reprezintă factorul de utilizare al tensiunii de alimentare  $U_A$ .

$$K_A = \frac{u_{C \max}}{U_{C_0}} \simeq \frac{u_{C \max}}{U_A} =$$

$$= \frac{U_A - U_{CE \text{ sat}}}{U_A} = \frac{i_{C \max}}{I_{C_0}}$$

Puterea disipată  $P_d$  are valoarea:

$$P_d = U_A \cdot I_{C_0} - P_u, \text{ iar}$$

$$P_{d \max} = U_A \cdot I_{C_0}$$

Randamentul acestei clase de funcționare este:

$$\eta_A = \eta_{TR} \cdot \frac{P_u}{P_d} \simeq 0,45 \dots 0,5,$$

unde  $\eta_{TR}$  = randamentul transformatorului de ieșire.

Se observă că mai mult de jumătate din puterea preluată de la sursa de alimentare  $P_A$  se pierde. Datorită acestor considerente, etajele de amplificare în clasa A se folosesc numai în cazul cînd  $P_u$  (și  $P_d$ ) are valoarea mică, iar amplificarea în tensiunea cerută este mare (de exemplu, la etajul pilot).

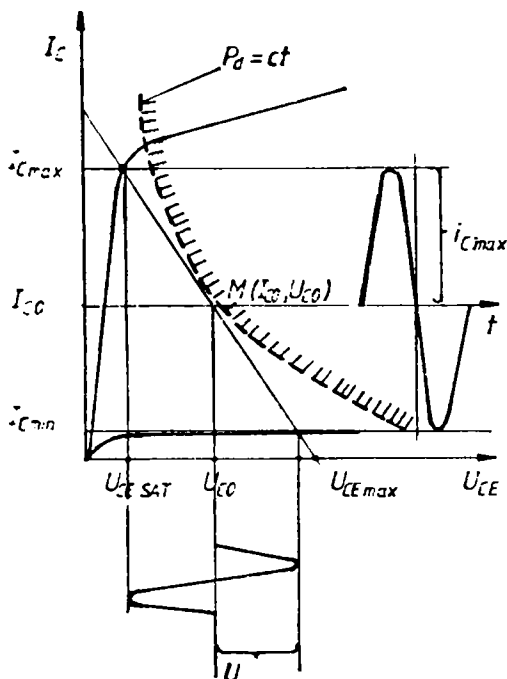


Fig. VI.2. Caracteristicile statice și dinamice ale amplificării în clasă A.



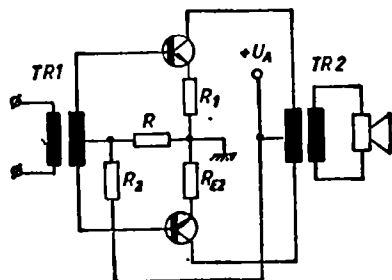


Fig. VI.3. Schema electrică a amplificatorului în contratimp, cu transformator de ieșire, în clasă B.

### Amplificatoare în clasă B

Aceste tipuri de amplificatoare folosesc două tranzistoare care amplifică pe rînd (unul semialternanța pozitivă, iar celălalt semialternanța negativă) semialternanțele semnalului alternativ de intrare. Randamentul maxim se obține atunci cînd puterea absorbită de la sursa de alimentare  $U_A$  este proporțională cu mărimea semnalului de intrare. Puterea în regim static de funcționare (în lipsa semnalului de intrare) este neglijabilă, deoarece tranzistoarele care lucrează în clasă B au punctul static de funcționare corespunzînd cu situația  $I_B = 0$ ,  $I_O \geq 0$  (neglijabil). Un exemplu de schemă electrică a unui amplificator în clasă B este prezentat în figura VI.3.

Caracteristicile statice și dinamice de funcționare sînt prezentate în figura VI.4. Se observă că, datorită transformatorului defazor  $TR_1$ , cele două semialternanțe ale semnalului alternativ de intrare se aplică succesiv în bazele tranzistoarelor  $T_1$  și  $T_2$ . Acestea realizează amplificarea de putere pentru fiecare semialternanță, iar transformatorul de ieșire  $TR_2$  reface forma de undă a semnalului alternativ,

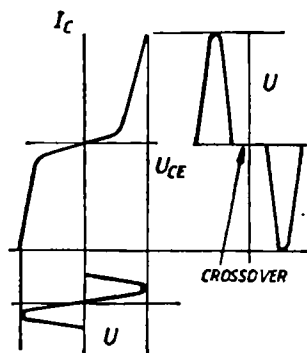


Fig. VI.4. Caracteristicile de funcționare în clasă B.

realizînd totodată adaptarea de impedanță cu impedanța de sarcină. Pentru eliminarea distorsiunilor de neracordare a celor două semialternanțe (crossover) în momentul în care curenții de colector sînt mici se polarizează corespunzător bazele tranzistoarelor  $T_1$  și  $T_2$ , cu ajutorul divizorului de tensiune  $R_1R_2$ . Datorită acestui lucru se obține totuși un mic curent de mers în gol (iar clasa reală de funcționare devine AB) absolut necesar pentru eliminarea inconvenientului menționat anterior. Puterile utile, absorbite de la sursa de alimentare și disipată, se calculează conform relațiilor:

$$P_u = \frac{1}{2} u_{C \max} i_{O \max} = \frac{K_a^2}{2} U_A I_{C \max}$$

$$P_a = \frac{2}{\pi} U_A i_{O \max} \text{ (în regim sinusoidal)}$$

$$P_d = P_a - P_u = U_A I_{C \max} \left( \frac{2}{\pi} - \frac{K_a^2}{2} \right).$$

Randamentul unui etaj de amplificare în clasă B este:

$$\eta_B = \eta_{TR} \cdot \frac{P_u}{P_a} \simeq 0,785 \cdot \eta_{TR} K_a.$$

Puterea disipată maximă, pentru care se dimensionează radiatoarele

tranzistoarelor finale (sau radiatorul comun) se obține în cazul în care

$$K_a = \frac{2}{\pi}.$$

$$P_{d \max} \Big|_T = \frac{P_{d \max}}{2} = \frac{1}{\pi^2} U_A I_{CM} = \\ = \frac{1}{\pi^2} \frac{2P_u}{K_a^2} < P_{T \max}$$

Concluziile și relațiile funcționale sînt valabile pentru toate montajele în clasa B, indiferent de configurația etajului final (contratimp, ca tranzistor defazor și condensator de ieșire, cu tranzistoare complementare etc.).

#### *Amplificatoare în clasa AB*

Clasa intermediară de funcționare între clasele A și B este clasa AB. Caracteristic acestei clase de funcționare este faptul că, în absența semnalului alternativ de intrare, datorită polarizărilor, prin tranzistoarele finale circulă un curent (numit curent de mers în gol) mai mic decît cel caracteristic clasei A și mai mare decît cel în cazul clasei B. Poziția intermediară a punctului static de funcționare  $M$  ( $U_{C_0}$ ,  $I_{C_0}$ ) este determinată de polarizarea corespunzătoare a tranzistoarelor finale. Majoritatea etajelor finale de putere lucrează în clasa AB, datorită bunei comportări în ceea ce privește randamentul și distorsiunile (THD). Relațiile de calcul pentru  $P_d$ ,  $P_a$  și  $P_u$  sînt similare cu cele folosite la amplificatoare în clasa B.

Caracteristicile statice și dinamice de funcționare a unui amplificator în clasa AB sînt prezentate în figura VI.5.

Configurațiile „de bază” în privința schemelor electrice (indiferent de pola-

rizarea în clasa B sau AB) sînt următoarele:

— Amplificator simetric în contratimp, cu tranzistor defazor și transformator de ieșire (fig. VI.3).

— Amplificator simetric în contratimp cu transformator defazor, fără transformator de ieșire, cu alimentare de la două surse de tensiune (fig. VI.6).

— Amplificator în contratimp cu tranzistoare complementare, fără transformator de ieșire (fig. VI.7).

— Amplificator în clasa AB, sistem Mullard, în mod  $\pi$  (fig. VI.8).

Acest tip de amplificator lucrează cu un curent total constant, iar semnalul de intrare (amplitudinea lui) determină clasa de funcționare:

- a) pînă la 40 % din putere — A
- b) 40 % ... 90 % din putere — AB
- c) > 90 % din putere — B.

Amplificatorul Mullard se remarcă printr-un procent de distorsiuni THD minim.

#### *Amplificatoare în clasa C*

Un amplificator în clasa C este polarizat astfel încît excursia de tensiune a fiecărei semialternanțe depășește limitele tensiunii de blocare sau saturație a tranzistoarelor. În acest fel, curentul  $I_C$  circulă mai puțin decît o semiperioadă maximă posibilă.

În cazul amplificatoarelor cu tuburi electronice, această clasă de funcționare apare atunci cînd tensiunea de negativare a grilei de comandă este mai mare decît tensiunea de blocare a tubului. Virful impulsului de curent anodic poate deveni aplatisat datorită apariției curentului de grilă la „virful” semialternanțelor pozitive, fapt care

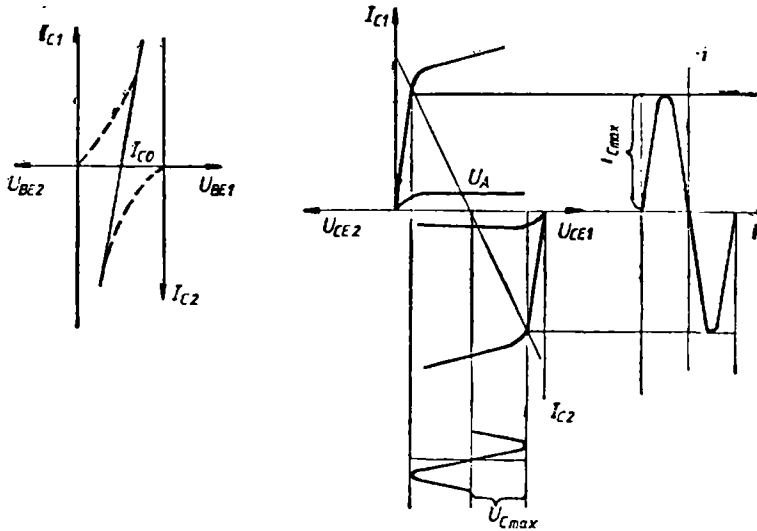


Fig. VI.5. Caracteristicile de funcționare în clasă AB.

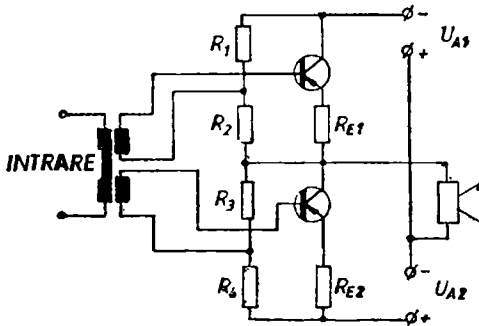


Fig. VI.6. Amplificator în contratimp, fără transformator de ieșire, cu două surse de alimentare.

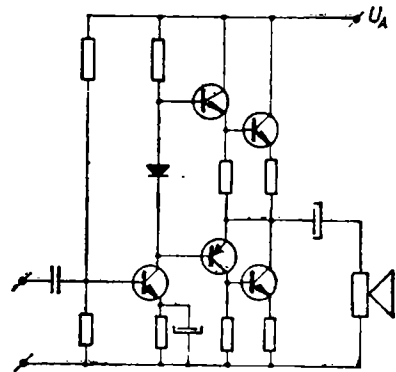


Fig. VI.7. Amplificator în contratimp cu tranzistoare complementare.

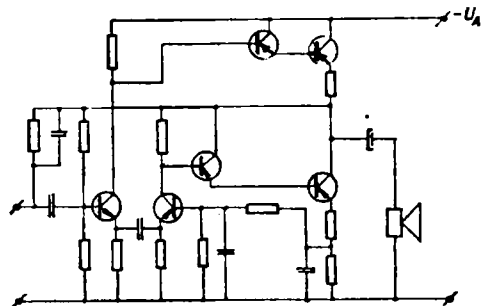


Fig. VI.8. Amplificator în clasă AB, în mod  $\pi$  (sistem Mullard).

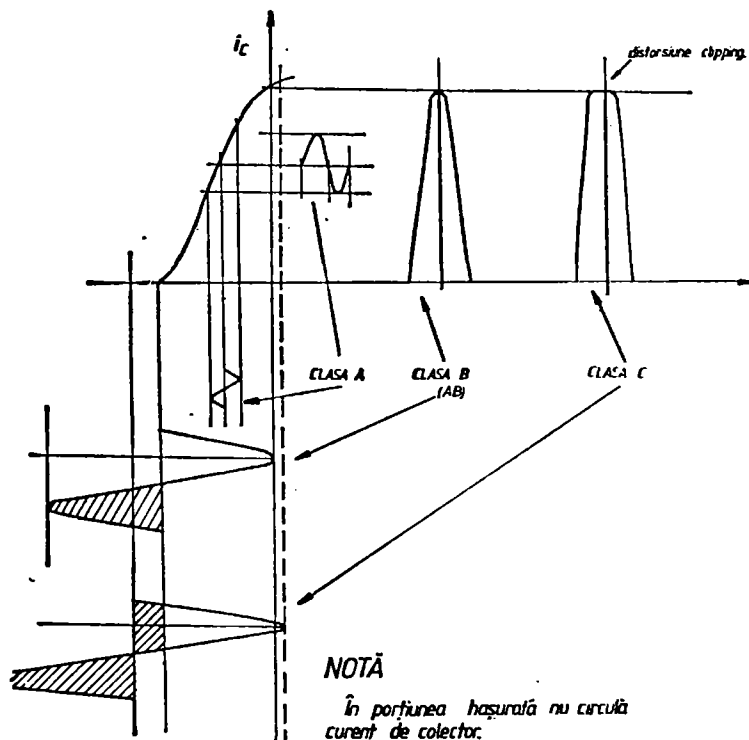


Fig. VI.9. Funcționarea unui amplificator în clasele A, B și C.

duce la o repartitie nedorită a fluxului de electroni de la catod între grilă și anod.

În figura VI.9 este prezentată funcționarea unui etaj de amplificare în clasele A, B, C, indicîndu-se cum depinde semnalul de ieșire de punctul de funcționare ales. Amplificatoarele în clasa C nu se utilizează decît în cazul unor montaje speciale (în radiofrecvență); deoarece această clasă de funcționare implică un procent mare de distorsiuni (clipping) inadmisibil la un amplificator de audiofrecvență.

#### *Amplificatoare în clasa D*

Clasa D de amplificatoare corespunde funcționării unui amplificator în regim

de comutație. Aceste tipuri de amplificatoare mai poartă denumirea de amplificatoare autobasculante. Datorită faptului că puterea disipată în cele două stări extreme ale tranzistoarelor (sau tiristoarelor) este minimă se pot obține randamente foarte mari în privința puterii utile transmise.

Schema-bloc a unui amplificator în clasa D și formele de undă ale semnalului alternativ de intrare amplificat (pentru fiecare bloc funcțional) sînt prezentate în figura VI.10. Semnalul de intrare se aplică unui circuit de tip modulator în durată a impulsurilor generate de un circuit basculant astabil (multivibrator) MO.

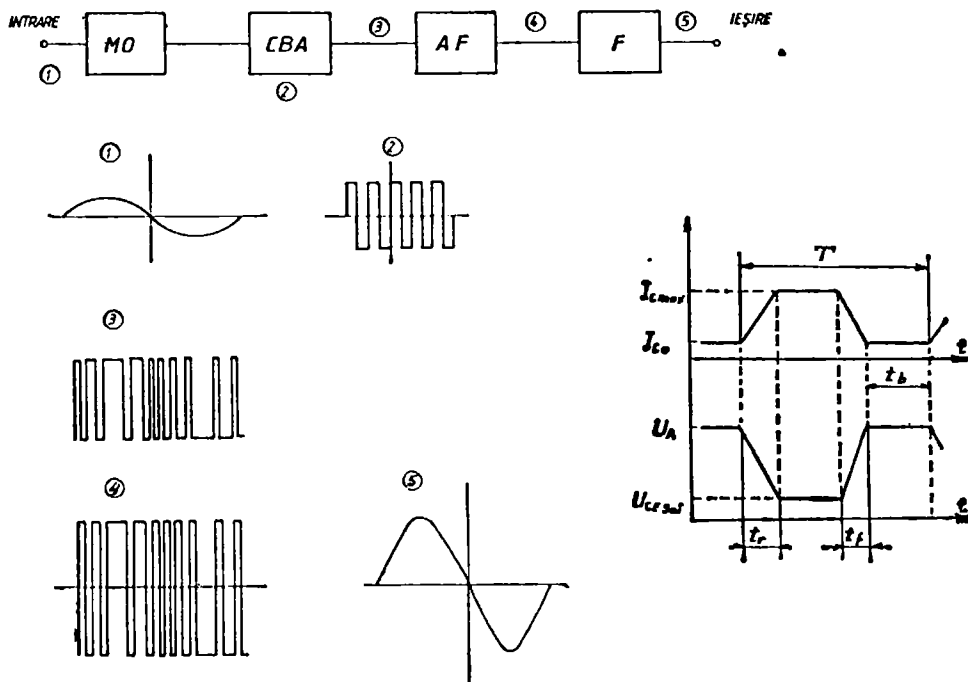


Fig. VI.10. Schema bloc a amplificatorului în clasă D și formele de undă ale semnalului în blocurile funcționale.

Impulsurile modulate în durată sînt amplificate de amplificatorul  $AF$ , care în această situație lucrează în regim de comutație. Valoarea medie a impulsurilor obținute la ieșire (a „trenului” de unde dreptunghiulare) depinde direct de amplitudinea semnalului de intrare. Variația în timp a acestei valori medii reproduce, la scară mărită, semnalul de intrare. Pentru obținerea acestei valori medii se utilizează un filtru trece-jos  $F$ . Frecvența de comutare este de circa 6 ... 10 ori mai mare decît frecvența maximă a semnalului alternativ amplificat. Limita superioară a acestei frecvențe servește la dimensionarea filtrului trece-jos  $F$ .

Puterea de ieșire  $P_u$  are valoarea:

$$P_u = \frac{U_A^2}{R_s} \cdot \frac{t_c^2}{T}, \quad \text{unde } R_s = \text{rezistența de sarcină.}$$

Puterea disipată include puterile disipate în regim de blocare, saturate și regimurile tranzitorii de comutație.

Puterea disipată include puterile disipate în regim de blocare, saturate și regimurile tranzitorii de comutație.

$$\begin{aligned} P_d &= P_{db} + P_{ds} + P_{d \text{ tranz}} = \\ &= U_C I_{c0} \frac{t_b}{T} + U_{CE \text{ sat}} I_{C \max} \frac{t_c}{T} + \\ &+ \frac{U_A I_{C \max}}{6} \cdot \frac{t_f + t_r}{T}. \end{aligned}$$

Semnificațiile duratelor  $t_b$ ,  $t_c$ ,  $t_f$ ,  $t_r$ , și  $T$  sînt menționate în fig. VI. 10.

Randamentul unui amplificator în clasa D este

$$\eta_D = \frac{P_u}{P_u + P_d} \simeq 0,94 \dots 0,98.$$

Se observă că randamentul  $\eta_D$  este net superior claselor de funcționare prezentate anterior. Totuși, acest tip de amplificator nu se folosește în aparatura HI-FI datorită procentului mare de distorsiuni THD caracteristic clasei D.

## 2. PUTEREA DE IEȘIRE A AMPLIFICATOARELOR AUDIO

Puterea de ieșire a unui generator de energie se definește ca fiind capacitatea unui sistem de a dezvolta o anumită energie într-o perioadă de timp, în momentul alimentării unui consumator. Unitatea de măsură a puterii o reprezintă watt-ul, iar pentru un circuit electric, puterea este direct proporțională cu tensiunea aflată la bornele impedanței de sarcină și cu curentul care trece prin ea.

Puterea de ieșire a unui amplificator de audiofrecvență reprezintă puterea pe care acesta o poate debita având ca impedanță de sarcină difuzorul sau grupul de difuzoare.

$$p = u \cdot i, \text{ unde}$$

$$u = U \sin(\omega t + \varphi)$$

$$i = I \sin(\omega t + \xi);$$

(în cazul regimului sinusoidal).

În general, fiecare amplificator de audiofrecvență de putere are menționată, printre caracteristicile sale date, de firma producătoare, valoarea puterii maxime de ieșire. Faptul care de cele mai multe ori nu este precizat constă în totalitatea condițiilor în care a fost măsurată această putere. În multe cazuri, puterea de ieșire este

precizată doar pentru o singură frecvență a semnalului alternativ de intrare — de cele mai multe ori 1 000 Hz. Amplificatoarele ieftine, „de larg consum“, au înscrisă în cartea tehnică valoarea puterii de ieșire la frecvențele medii, presupunându-se cunoscut faptul că puterea scade spre extremitățile benzii de audiofrecvență. Deoarece performanțele în această privință depind de tipul schemei electrice a amplificatorului și totodată de componentele folosite la realizarea lui practică, este de așteptat ca o livrare liniară a puterii în întreaga bandă audio să fie garantată pentru produse complexe și, evident, cu un preț de cost ridicat.

De multe ori, valoarea procentului maxim de distorsiuni THD (THD = = total harmonic distortion) este precizat, dar numai pentru o anumită frecvență din spectrul audio, și pentru o putere care poate să nu fie maximă. Posesorul unui amplificator de audiofrecvență trebuie să cunoască valoarea reală a THD-ului, la puterea maximă, în întreaga bandă audio, pentru a-și putea forma o imagine asupra performanțelor finale ale complexului electroacustic. De obicei, puterea unui amplificator de audiofrecvență se precizează pentru un semnal de intrare cu forma de undă sinusoidală. Cel mai frecvent sînt precizate în cataloage următoarele puteri (una dintre ele):

- puterea maximă sinusoidală;
- puterea continuă;
- puterea de vîrf;
- puterea muzicală IHFM.

În majoritatea țărilor europene, se utilizează ca dată de catalog puterea sinusoidală. Ea reprezintă valoarea puterii maxime eficace (RMS) pentru o formă de undă sinusoidală a semnalului amplificat.

Puterea continuă reprezintă același lucru ca și puterea maximă sinusoidală, fiind prezentă sub această denumire în unele cataloage ale firmelor din S.U.A. și Japonia.

Puterea de vîrf reprezintă o valoare dublă a puterii maxime sinusoidale.

Puterea muzicală IHFM (Institute of High Fidelity Manufactures) se referă la puterea măsurată pentru un semnal de intrare care aproximează o formă de undă din regimul normal de exploatare. Puterea muzicală este mai mare de 1,4...1,5 ori decît puterea continuă.

Măsurătorile (și prezentarea datelor) pentru aflarea puterii unui amplificator audio se fac, în mod obișnuit, utilizînd forma de undă sinusoidală. O dată cu apariția unor noi firme producătoare de echipament electroacustic, s-au prezentat în prospecte și alte valori pentru putere, rezultatul (și evident scopul) utilizării fiind o reclamă pentru produsul respectiv. Acest lucru poate deruta pe amatorul de complexe electroacustice cu performanțe superioare, care nu este informat asupra modului de „prezentare” al puterilor. Singura comparație între două amplificatoare de aceeași putere se poate face cu precizie, utilizînd ca semnal de intrare unul cu formă de undă sinusoidală și comparînd, pentru aceeași impedanță de sarcină, puterile maxime sinusoidale.

Un factor deosebit de important îl reprezintă „răspunsul în frecvență” al unui amplificator audio sau, mai precis, modul de comportare al puterii de ieșire în întreaga bandă de audiofrecvență. Pentru un amplificator HI-FI, abaterea de la un răspuns liniar este foarte mică. Standardul european DIN 45500 recomandă o valoare de maxim  $\pm 1,5$  dB în gama de frecvență 40 Hz ... 16 000 Hz. Peste 20 000 Hz se admite ca puterea să scadă treptat, iar sub 20 Hz ea este atenuată intenționat datorită considerentelor de ordin fiziologic (vibrațiile de joasă frecvență sînt dăunătoare pentru organismul uman).

De obicei THD-ul se măsoară la frecvențele de 40 Hz, 1 000 Hz și 8 000 Hz, iar distorsiunile de intermodulație numai la 40 Hz și 8 000 Hz, cu amplitudinea celor două semnale în raport de 4:1.

La un consum de putere maxim se mai ține cont în această situație și de valoarea brumului și a zgomotului de fond. Se recomandă o atenuare de 90 dB pentru brum și de minim 70 dB pentru zgomotul de fond, în intervalul de frecvență 20 Hz ... 20 000 Hz. (E.M.)

### 3. AMPLIFICATOARE AUDIO LINIARE, DE BANDĂ LARGĂ

De multe ori la interconectarea unor blocuri electronice se pune problema amplificării unui semnal electric de curent alternativ, într-o plajă de frecvență cît mai mare, fără a introduce

distorsiuni și cu un raport semnal-zgomot cât mai ridicat.

În primul rând la acest gen de montaj contează tipul schemei electrice alese, și ulterior calitatea componentelor folosite. Soluția ideală constă în folosirea unor circuite integrate liniare, care dețin posibilități multiple de reglaj. De cele mai multe ori însă constructorul amator nu deține astfel de componente din diverse motive.

În urma unor analize teoretice finalizate cu realizarea schemei de montaj practic s-au obținut o serie de montaje cu tranzistoare. Aceste tipuri de montaj sînt relativ simple și dețin performanțe asemănătoare cu cele ale montajelor care utilizează circuite integrate liniare.

În figurile VI.11 și VI.12 sînt prezentate două amplificatoare cunoscute în literatura de specialitate sub denumirea de *liniac*. Principiul de funcționare ales este realizarea unui montaj care prezintă o amplificare foarte mare. Introducînd o serie de reacții negative (de tensiune sau de curent) amplificarea se reduce la o valoare stabilă. Concomitent se obțin toate avantajele

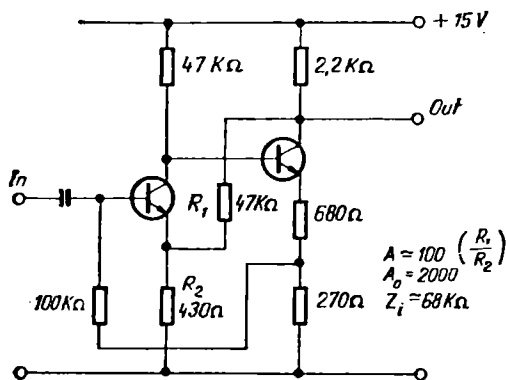


Fig. VI.11. Amplificator liniac.

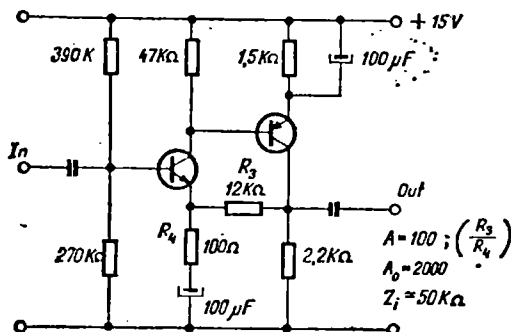


Fig. VI.12. Amplificator liniac cu dublet NPN și PNP.

utilizării reacției negative, și anume stabilitatea, bandă largă de trecere, zgomot redus etc. Analizînd schema electrică din figura VI.11 se observă utilizarea unui dublet de tranzistoare cuplate galvanic (emitor  $T_1$  — bază  $T_2$ ). Acest montaj are o amplificare mare în buclă deschisă ( $A_0 = 2000$ ), dar datorită reacției negative (rezistența colector  $T_2$  emitor  $T_1$ , și emitor  $T_2$  bază  $T_1$ ) amplificarea se reduce la raportul rezistențelor  $R_1/R_2 = 100$ . Polarizarea montajului se realizează utilizînd o tensiune preluată din divizorul rezistiv aflat în emitorul tranzistorului  $T_2$ , fapt care îmbunătățește stabilitatea termică a montajului.

În figura VI.12 este prezentată o altă schemă electrică de liniac. În această variantă întîlnim utilizarea unui dublet de tranzistoare NPN și PNP. Performanțele montajului sînt:

$$Z_i = 50 \text{ k}\Omega, A = 100 (A = R_3/R_4).$$

Analizînd modul de calcul al amplificării în cadrul celor 2 scheme se observă că aceasta se poate modifica acționînd asupra grupului  $R_1$  și  $R_2$ , respectiv  $R_3$  și  $R_4$ . Este de preferat



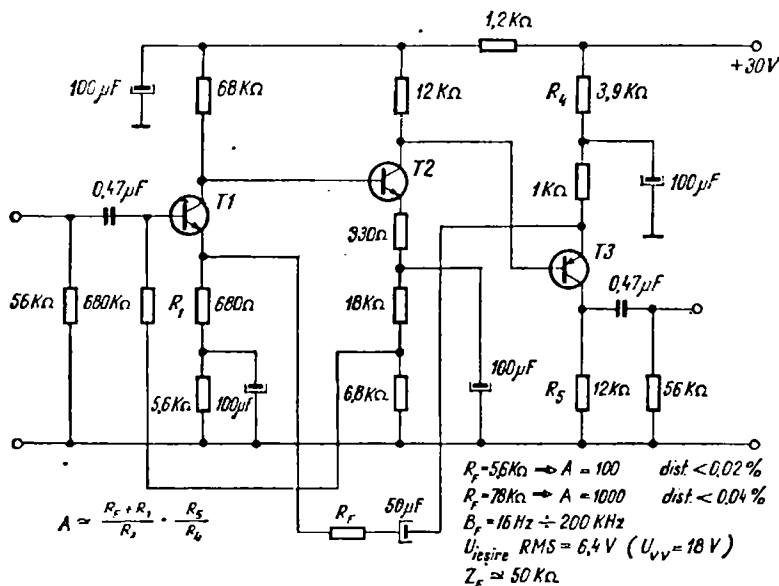


Fig. VI.13. Amplificator liniar cu amplificare mare.

reglajul în sensul reducerii amplificării, deoarece o mărire a ei scade performanțele montajului.

În cazul în care este necesară obținerea unei amplificări mai mari se poate utiliza schema electrică prezentată în figura VI.13. Se observă adăugarea unui etaj suplimentar de amplificare și utilizarea unor reacții multiple pentru optimizarea funcționării montajului în ceea ce privește banda de trecere și factorul de distorsiuni. Amplificarea finală rezultă din formula:

$$A = (1 + R_f/R_1) \times (R_s/R_4).$$

În vederea obținerii amplificării dorite se recomandă modificarea valorii rezistenței  $R_f$ . Spre exemplu:

$$R_f = 5,6 \text{ k}\Omega, A = 100$$

$$R_f = 78 \text{ k}\Omega, A = 1000$$

$$B_f = 16 \text{ Hz} \dots 200 \text{ kHz}$$

$$Z_i = 50 \text{ k}\Omega = Z_e$$

$$U_{\text{max RMS}} = 6,4 \text{ V}.$$

În cazul cînd este necesară prezența unei impedanțe de intrare  $Z_i$  foarte mare la intrarea montajului, se preferă utilizarea unei conexiuni boot-strap, utilizînd în același timp și un tranzistor cu efect de câmp. Montaje de acest tip sînt prezentate în figura VI.14, deîși performanța  $Z_i = 2,2 \text{ M}\Omega$ . (E.M.)

#### 4. AMPLIFICATOR DE 10 W

Amplificatorul prezentat în figura VI.15 deîși următoarele performanțe:

- puterea nominală  $P = 10 \text{ W}$ ;
- impedanța de sarcină  $Z_e = 4 \Omega$
- impedanța de intrare  $Z'_i = 100 \text{ k}\Omega$
- amplificarea  $A = 80 \text{ dB}$

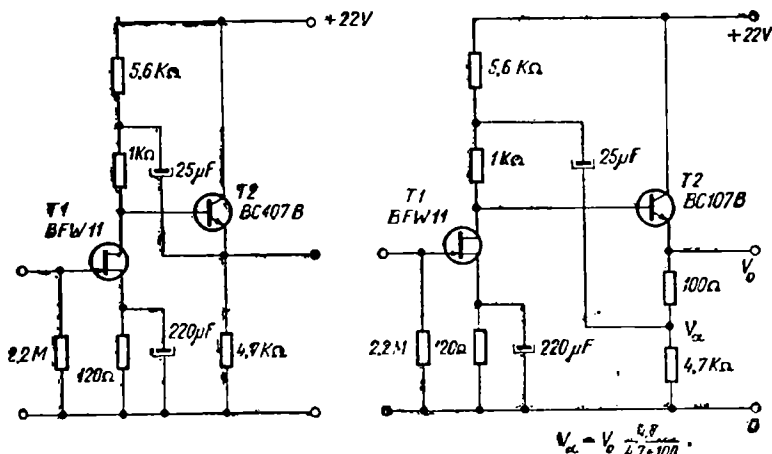


Fig. VI.14. Adaptoare de impedanță.

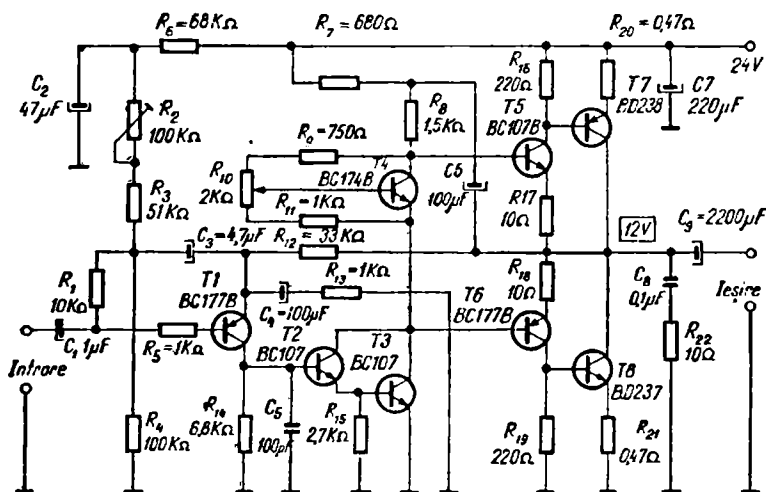


Fig. VI.15. Amplificator de 10 W.

- sensibilitatea  $U_i = 200 \text{ mV}$
- banda de trecere  $f = 20 \text{ Hz} \dots 20\,000 \text{ Hz}$  cu atenuare de  $= 2 \text{ dB}$  la capetele benzii
- THD  $\leq 0,4\%$

Semnalul de audiofrecvență se aplică etajului de intrare care include tranzistorul  $T_1$ , prin intermediul condensatorului  $C_1$ . Din colectorul tran-

zistorului  $T_1$  semnalul se aplică etajului pilot, format din tranzistoarele  $T_2$  și  $T_3$ , montate într-o astfel de configurație încît să optimizeze funcționarea acestuia. Condensatorul  $C_6$  are rolul de a suprima componentele de frecvență mai înaltă decît  $22 \text{ kHz}$ . Etajul de polarizare include tranzistorul  $T_4$ . El constituie o sursă de

tensiune comandată de tip superdiodă și se va monta pe radiatorul tranzistoarelor finale (izolat galvanic) în scopul unei compensări termice eficiente. Etajul final este alcătuit din doi dubleți complementari, de tip super  $G$ , în scopul obținerii unei amplificări mari de curent. Optimizarea funcționării etajului final și a etajului pilot este asigurată de conexiunea boot-strap formată din grupul  $R_7C_6R_8$ . Reglajul amplificatorului constă din stabilirea potențialului de 12 V al punctului median, acționând cursorul potențiometrului semireglabil  $R_2$  și ulterior (cu intrarea amplificatorului pusă la masă) reglajul curentului de mers în gol,  $I_0 = 15\text{--}20\text{ mA}$ , acționând cursorul potențiometrului semireglabil  $R_{10}$ . (E.M.)

## 5. AMPLIFICATOR DE 30 W

Amplificatorul, prezentat în figura VI.16, deține următoarele performanțe:

- puterea nominală  $P = 30\text{ W}$
- impedanța de sarcină  $Z_e = 4\ \Omega$
- impedanța de intrare  $Z_i = 43\text{ k}\Omega$
- amplificarea în tensiune  $A \approx 35\text{ dB}$
- sensibilitatea  $U_i \approx 600\text{ mV}$
- banda de trecere  $f = 12\text{ Hz...} 20\text{ kHz}$  cu o atenuare de 3 dB la capetele benzii
- THD  $\leq 0,4\%$

Semnalul audio de intrare se aplică potențiometrului  $P_1$ , prevăzut pentru reglajul de volum. Ulterior, prin intermediul condensatorului  $C_1$ , semnalul audio este filtrat de către grupul  $R_1C_2R_2$ , prevăzut pentru rejecția spec-

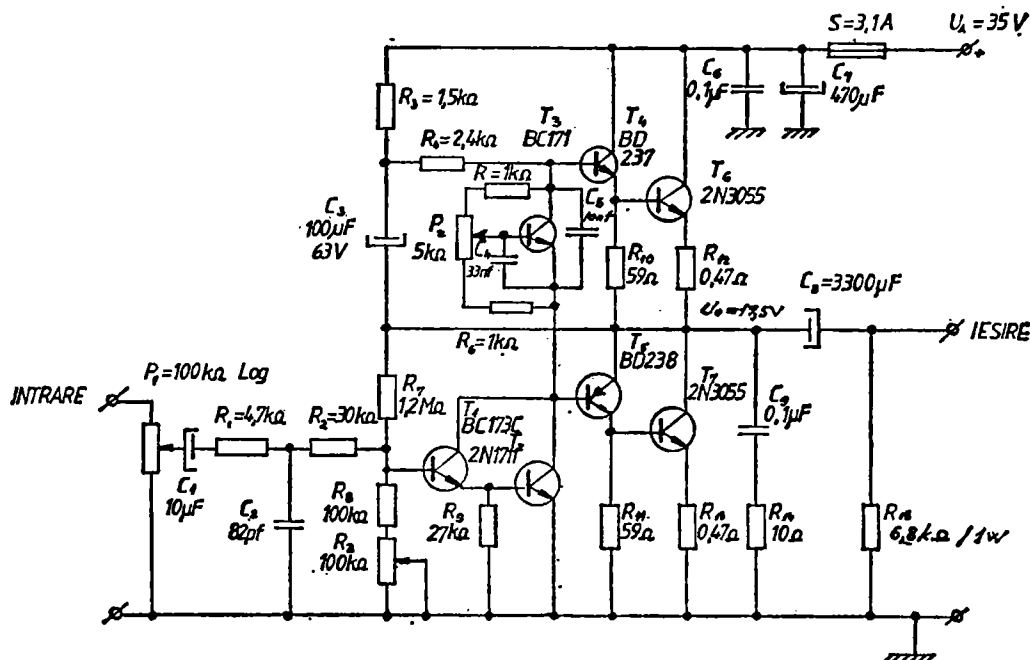


Fig. VI.16. Amplificator de 30 W.

trului de frecvență superior valorii  $f = 20$  kHz. Sarcina etajului de intrare și a etajului pilot este asigurată de grupul de tranzistoare  $T_1$  și  $T_2$ . Pentru stabilirea punctului median al tensiunii ( $U_0 = 17,5$  V) a fost prevăzut potențiometrul semireglabil  $P_3$ . Polarizarea etajului final în clasa B este efectuată de către dioda multiplicată, realizată cu ajutorul tranzistorului  $T_3$ . Optimizarea funcționării etajului final, care conține dubletii  $T_4T_6$  și  $T_6T_7$  este asigurată de conexiunea boot-strap formată de grupul  $R_3C_3R_4$ . Concomitent, acest gen de conexiune asigură excursia maximă în tensiune a etajului pilot, măbind randamentul etajului final. Pentru prevenirea aparițiilor unor oscilații în etajul final (dubletul  $NPN-NPN$  comută mai repede decât dubletul  $PNP-NPN$ ) a fost prevăzut grupul  $C_8R_{14}$ . Reglajul amplificatorului după realizarea sa practică constă în stabilirea valorii tensiunii punctului median  $U_0 = UA/2$ , utilizînd potențiometrul semireglabil  $P_3$  și reglajul valorii curențului de mers în gol  $I_0 = 40$  mA (cu cursorul potențiometrului  $P_1$  la masă, utilizînd potențiometrul semireglabil  $P_2$ ). Obligatoriu, tranzistorul  $T_3$  se va monta pe radiatorul tranzistoarelor finale  $T_6$  și  $T_7$  (izolat galvanic) în scopul asigurării compensației termice în mod corespunzător. (E.M.)

## 6. AMPLIFICATOR DE 30 W DE ÎNALTĂ PERFORMANȚĂ

Amplificatorul deține următoarele performanțe:

- puterea nominală:  $P = 30$  W
- impedanța de sarcină  $Z_s = 4 \Omega$
- impedanța de intrare  $Z_i = 50$  k $\Omega$
- amplificarea în tensiune:  
 $A = 42$  dB
- sensibilitatea  $U_i = 250$  mV
- banda de trecere:  $f = 16$  Hz ÷ ÷ 19 kHz cu atenuare dc = 1 dB la capetele benzii
- THD < 0,15%.

Acest montaj îmbină performanțele ridicate ale circuitelor integrate cu ușurință realizării practice. Schema electrică prezentată în figura VI.17 are ca părți principale etajul de intrare, etajul pilot, circuitul de polarizare al etajului final și etajul final de putere. Semnalul de intrare se aplică prin intermediul condensatorului  $C_1$ , la intrarea ne-inversoare a circuitului integrat  $\beta A 741$ . Acesta îndeplinește simultan funcțiunile etajului de intrare și ale etajului pilot. Tranzistorul  $T_1$  funcționează ca repetor pe emitor, avînd rolul de etaj tampon între amplificatorul operațional și etajul final de putere. Grupul  $R_6D_2D_1C_4$  asigură protecția amplificatorului operațional la unde de supra-tensiune accidentale (la deconectarea amplificatorului) și în același timp optimizează alimentarea acestuia în cazul funcționării amplificatorului în sarcină maximă, atunci cînd valoarea tensiunii de alimentare ar putea scădea. Etajul final lucrează în contratimp, clasa AB, fiind polarizat astfel încît să folosească integral posibilitățile sursei de alimentare. Grupul de tranzistoare  $T_5T_6T_7$  și  $T_8$  asigură permanent polarizarea etajului final și în același timp realizează compensarea lui termică într-o gamă foarte mare

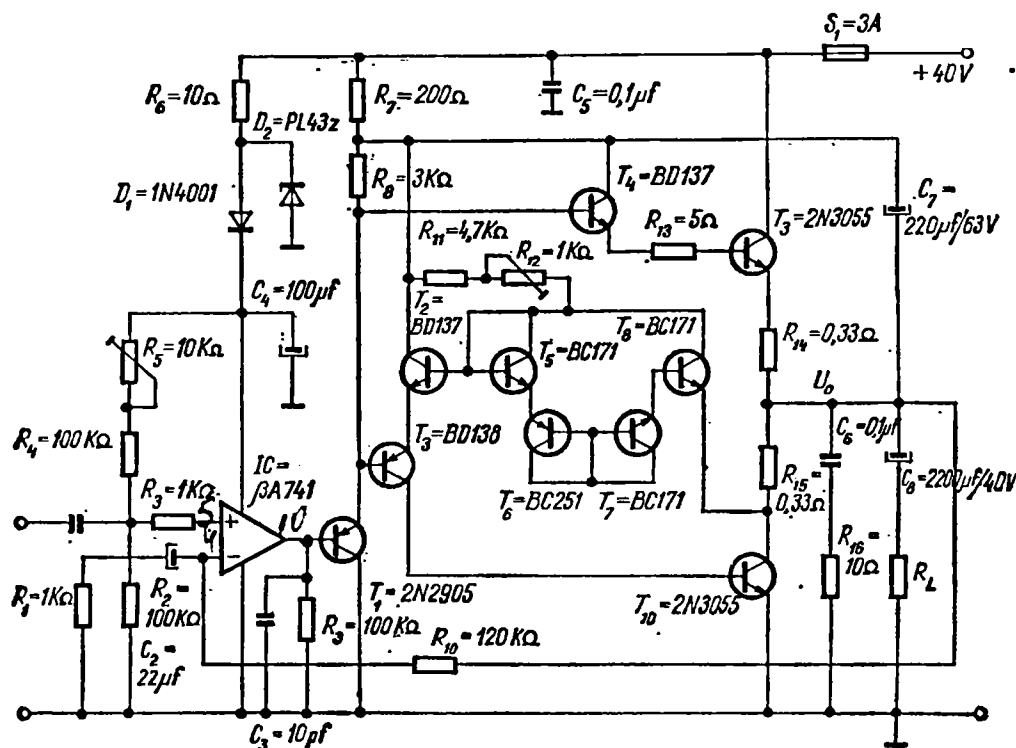


Fig. VI.17. Amplificator de 30 W, de înaltă performanță.

de temperaturi. Tranzistorul  $T_2$  reprezintă un etaj tampon între circuitul de polarizare și etajul final. Etajul final deține dubleții  $T_4T_5$  și  $T_3T_{10}$ , sortați astfel încât  $T_4T_5$  și  $T_3T_{10}$  vor avea același factor de amplificare  $h_{21E}$ . Reglaje:

— se scurtcircuitează intrarea amplificatorului;

— se reglează cu ajutorul rezistenței semireglabile  $R_6$  valoarea tensiunii  $U_0 = UA/2$ ;

— se reglează valoarea curentului de mers în gol,  $I_0 = 85$  mA, cu ajutorul rezistenței semireglabile  $R_{12}$ ;

— se scoate ștrapul de la intrare și se vizualizează semnalul 200 mV/1 kHz

sinusoidal, de la un generator AF aplicat la intrarea amplificatorului, pe o sarcină  $Z_0 = 500 \Omega$ ;

— în cazul apariției distorsiunilor crossover sau armonice, se va mări puțin valoarea curentului de mers în gol ( $I_0 \max = 60$  mA), acționând  $R_{12}$ .

— în cazul apariției distorsiunii de tip clipping se va reajusta valoarea tensiunii  $U_0$ , în așa fel ca limitarea semnalului, odată cu depășirea valorii maxime a tensiunii de intrare, să fie simetrică pentru cele două semialternanțe ale semnalului de ieșire sinusoidal.

Se menționează că, obligatoriu, grupul de tranzistori  $T_6T_5T_7$  și  $T_8$  se

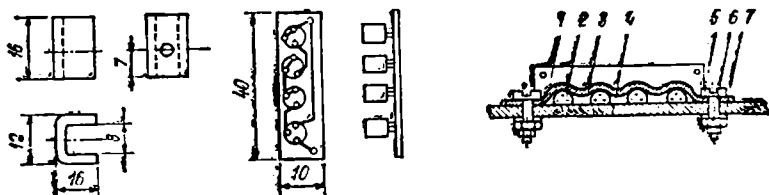


Fig. VI.18. Detalii constructive: 1 — placă cablaj imprimat, 2 — tranzistor, 3 — placă strângere, 4 — radiator final, 5 — șurub M3, 6 — piuliță M3, 7 — șaibă Grover.

dispune pe radiatorul tranzistorilor finali (izolat galvanic).

În figura VI.18 se arată modul de montare, precum și cablajul imprimat al celor patru tranzistoare care formează dioda multiplicată. Amplificarea finală se poate reajusta potrivit cerințelor, modificând valoarea rezistenței  $R_{10}$  ( $A = 1 + R_{10}/R_1$ ). (E.M.)

## 7. AMPLIFICATOR DE 50 W

Acest amplificator [de audiofrecvență deține următoarele performanțe:

- putere nominală  $P = 50$  W
- impedanța de sarcină  $Z_e = 4$   $\Omega$
- impedanța de intrare  $Z_i = 100$  k $\Omega$
- amplificarea în tensiune  $A = 42$  dB
- sensibilitate  $U_i = 1,2$  V
- banda de trecere:  $f = 15$  Hz ... .. 25 kHz liniară]
- $THD \leq 0,1\%$  ( $f = 1\,000$  Hz,  $P = 50$  W).

Schema electrică a amplificatorului este prezentată în figura VI.19. Semnalul audio se aplică etajului de intrare prin intermediul condensatorilor  $C_1C_2$ , înseriați astfel încât să nu prezinte polaritate. Etajul de intrare este de tip diferențial, asigurând o comportare foarte bună în privința amplificării și

a rejecției zgomotului de fond. Pentru mărirea impedanței de intrare s-a utilizat o conexiune boot-strap, utilizând grupul  $R_1C_5C_6$ . Etajul pilot include tranzistorul  $T_3$ . Condensatorul  $C_8$  montat între bază și emitorul tranzistorului din etajul pilot limitează banda de trecere a amplificatorului și în același timp previne apariția nedorită a oscilațiilor.

Polarizarea etajului final este realizată de dioda multiplicată realizată cu ajutorul tranzistorului  $T_4$  și al grupului  $R_{11}R_{13}R_{12}$ . Acest ansamblu se va monta pe radiatorul tranzistorilor finali (izolat galvanic) pentru determinarea unei compensații termice corespunzătoare. În scopul optimizării funcționării atât a etajului pilot, cât și a etajului final, s-au realizat două conexiuni boot-strap pe ambele ramuri ale tensiunii de alimentare ( $R_9C_{12}R_{10}$  și  $R_{14}C_{13}R_{15}$ ). Etajul final, format din dubleții  $T_5T_6$  și  $T_7T_8$  se realizează astfel încât, sortind tranzistoarele,  $T_5$  și  $T_7$ , și evident  $T_6$  și  $T_8$ , să aibă același factor de amplificare  $h_{21e}$ . Diodele  $D_2D_3$  protejază tranzistorii finali  $T_6$  și  $T_8$  la o conectare accidentală necorespunzătoare a tensiunii de alimentare. Grupul  $C_{15}R_{21}$  previne apariția unor oscilații ale eta-

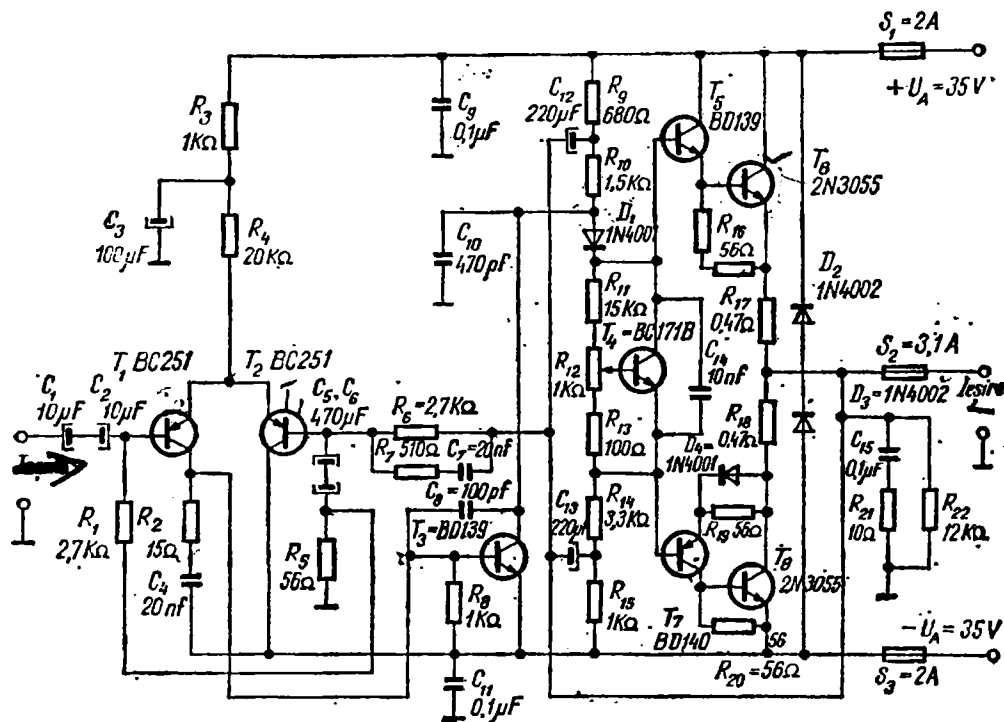


Fig. VI.19. Amplificator de 50 W.

fului final. Alimentarea montajului se realizează folosind o sursă dublă de alimentare, care să prezinte un filtraj corespunzător ( $C \geq 4700 \mu F$ ) pe fiecare ramură. Amplificarea totală a montajului este dată de raportul rezistențelor  $R_6/R_5$ . Pentru îmbunătățirea amplificării în ceea ce privește frecvențele înalte s-a prevăzut în paralel cu rezistența  $R_6$  grupul  $R_7C_7$ . Grupul  $R_6C_7R_7$  constituie calea de reacție negativă, aplicată în baza tranzistorului  $T_2$ , care face parte din amplificatorul diferențial de intrare.

Reglaje și punerea în funcțiune:

— se scurtcircuitează intrarea amplificatorului, după care se reglează curentul de mers în gol  $I_0 = 50 \text{ mA}$ , cu ajutorul rezistenței semireglabile  $R_{12}$ .

— se scoate ștrapol de la intrare, se aplică de la un generator AF un semnal de  $1,2 \text{ V}/1000 \text{ Hz}$  sinusoidal și se vizualizează cu un osciloscop forma de undă a semnalului, folosind pentru amplificator o sarcină de  $500 \Omega$ . Dacă apar distorsiuni (puțin probabil) se va mări valoarea curentului de mers în gol,  $I_{0 \text{ max}} = 70 \text{ mA}$ , până la dispariția totală a distorsiunilor.

Se recomandă montarea tranzistorilor  $T_1$  și  $T_2$  pe un radiator comun. Obligatoriu  $T_1$  și  $T_2$  vor avea același factor de amplificare  $h_{21e}$ , diferența admisă fiind de maximum 1%. (E.M.)

## 8. AMPLIFICATOR DE 60 W

Amplificatorul deține următoarele performanțe:

- putere nominală  $P = 60 \text{ W}$
- impedanța de sarcină  $Z_e = 4 \Omega$
- impedanța de intrare  $Z_i = 35 \text{ k}\Omega$
- amplificarea în tensiune  $A =$
- 175 (45 dB)
- sensibilitatea  $U_i = 200 \text{ mV}$
- banda de trecere  $f = 12 \text{ Hz} \dots$
- ... 23 kHz
- $\text{THD} \leq 0,4 \%$

Semnalul audio se aplică la intrarea montajului (fig. VI.20), filtrului  $R_1 C_1 R_2$ . Acesta blochează semnalele cu spectrul de frecvență mai mare de 25 kHz. Ulterior, prin intermediul condensatorului  $C_3$  semnalul audio filtrat se aplică în baza tranzistorului  $T_1$ . Tranzistoarele  $T_1$  și  $T_2$ , sortate identice ca factor de amplificare  $H_{21e}$ , formează un amplificator diferențial,

care oferă montajului proprietăți foarte bune în privința rejecției zgomotului de fond și al brumului de rețea. Se recomandă montarea tranzistorilor  $T_1$  și  $T_2$  pe un mic radiator comun. Din colectorul tranzistorului  $T_1$ , prin intermediul grupului  $R_{12} C_5$  semnalul se aplică în baza tranzistorului  $T_3$  care formează etajul pilot. Tranzistorul  $T_4$  realizează polarizarea etajului final, fiind montat în sistemul diodă multiplă. Etajul final este format din dubleții complementari  $T_5 T_7$  și  $T_6 T_8$ , sortați astfel încât  $T_5$  și  $T_6$ , respectiv  $T_7$  și  $T_8$  să aibă același factor de amplificare  $h_{21e}$ . Tranzistorul  $T_4$  se montează obligatoriu pe radiatorul tranzistorilor finali (evident, izolat galvanic). Cuplajul cu sarcina se face prin

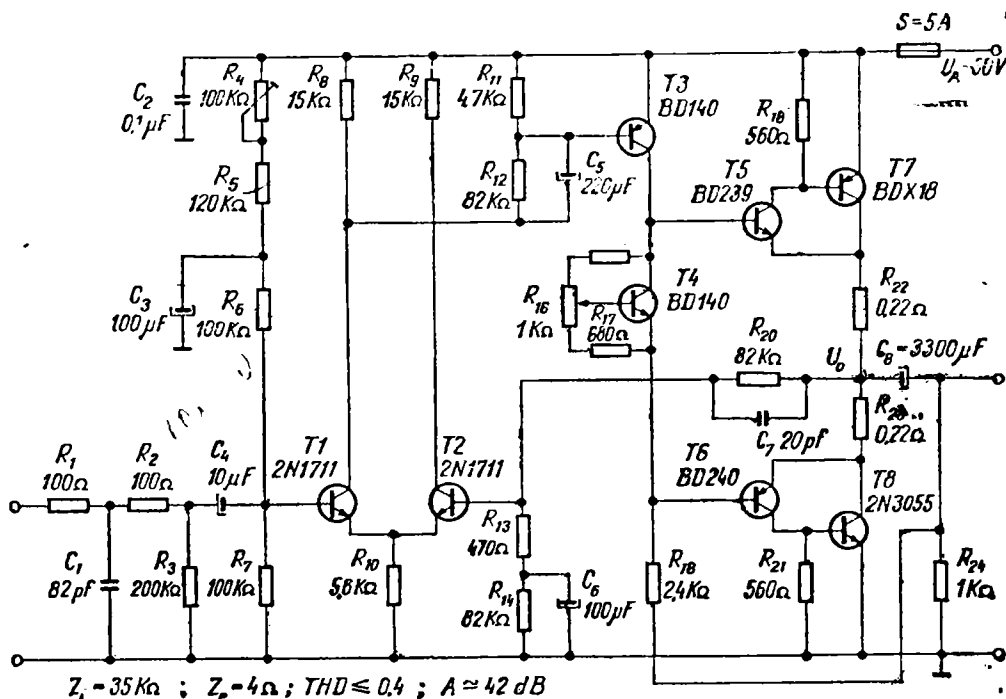


Fig. VI.20. Amplificator de 60 W.



intermediul condensatorului  $C_8$ . Rezistența  $R_{24}$  are o dublă destinație. Ea constituie, alături de sarcina etajului pilot și o cale de reacție negativă care optimizează funcționarea amplificatorului.

Montajul se realizează îngrijit, asigurând tranzistorilor finali un radiator care să poată disipa o putere de cca 40 W.

Reglajul amplificatorului constă în stabilirea unui curent de mers în gol de circa 80 mA, acționând cursorul potențiometrului semireglabil  $R_{16}$ . Ulterior se stabilește potențialul punctului median,  $U_0 = 80$  V, acționând cursorul potențiometrului semireglabil  $R_4$ .

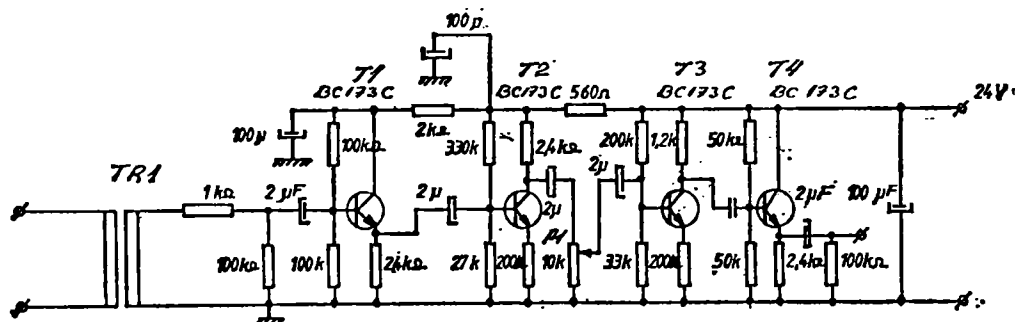
Reglajele menționate anterior se efectuează cu intrarea amplificatorului conectată la masă. După aceasta se reverifică valoarea curentului de mers în gol și dacă este necesar se acționează din nou cursorul semireglabilului  $R_{16}$  în scopul obținerii valorii prescrise. (E.M.)

## 9. AMPLIFICATOR CU SEPARARE GALVANICĂ

Atunci când se pune problema realizării unei amplificări a unui semnal audio și în același timp separarea gal-

vanică de sursa de semnal se poate realiza montajul prezentat în figura VI.21.

Transformatorul de cuplaj  $TR_1$  se realizează folosind tole de permalloy sau alt material pentru circuitul magnetic, astfel încât să fie evitată saturarea lui sau atenuarea semnalului util la frecvențe înalte. Se recomandă un miez de circa 16 mm<sup>2</sup>, iar conductorul de bobinaj va avea diametrul de 0,08 ... 0,1 mm. Raportul de transformare va fi de 1:1, bobinându-se circa 1 500 ... 2 000 spire pentru cele două înfășurări. Semnalul electric se aplică din secundarul transformatorului  $TR_1$  etajului repetor pe emitor care conține tranzistorul  $T_1$ . Etajele care conțin tranzistoarele  $T_2$  și  $T_3$  reprezintă amplificatoare de tensiune, cu ajutorul potențiometrului  $P_1$  realizându-se o amplificare reglabilă  $A_c$  (1 ... 50). Ultimul etaj, care conține tranzistorul  $T_4$ , reprezintă tot un repetor pe emitor. Acesta are rolul de adaptare între amplificator și sarcină, impedanța de ieșire fiind de circa  $Z_e = 1$  k $\Omega$ . Proiectarea etajelor asigură trecerea unei benzi de frecvențe audio cu limitele  $f = (20 \text{ Hz} \dots 20\,000 \text{ Hz})$  cu distorsiuni minime.



VI.21. Amplificator cu separare galvanică.

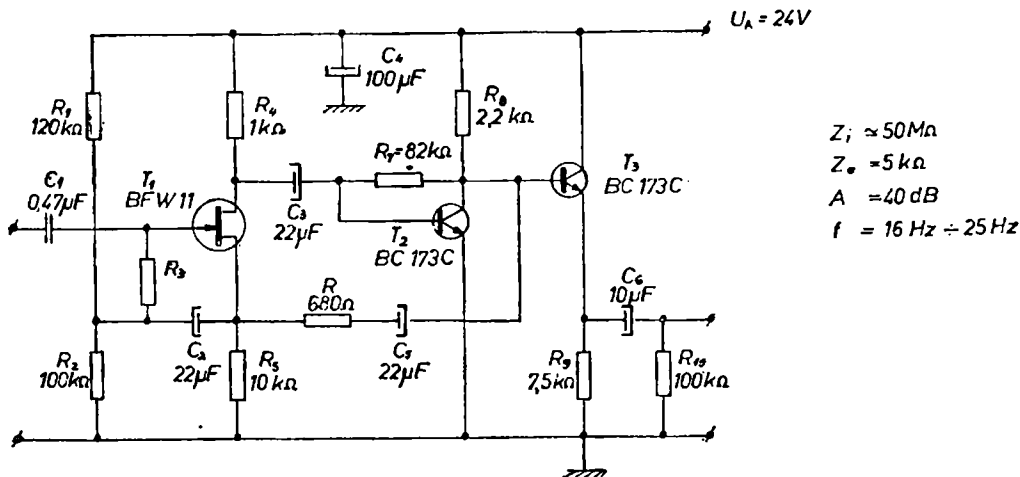


Fig. VI.22. Amplificator cu impedanță mare de intrare.

### 10. AMPLIFICATOR CU IMPEDANȚĂ MARE DE INTRARE

Montajul prezentat în figura VI.22 face parte din categoria amplificatoarelor de audiofrecvență cu intrarea astfel proiectată încât să ofere o impedanță de intrare foarte mare. Performanțele montajului:

$$A = 40 \text{ dB}$$

$$Z_i = 50 \text{ M}\Omega$$

$$Z_o = 5 \text{ k}\Omega$$

$$f = 16 \text{ Hz} \dots 25\,000 \text{ Hz}$$

Analizînd schema electrică, se observă folosirea unui tranzistor de tip TEC, care prin construcția sa oferă proprietăți foarte bune în privința curentului absorbit de grilă. Suplimentar, pentru îmbunătățirea performanțelor s-a prevăzut o conexiune bootstrap, care determină în final un consum de curent aproape nul, deci o impedanță foarte mare de intrare ( $R_3 = 1 \text{ M}\Omega$ ).

Prin intermediul condensatorului  $C_3$  semnalul este preluat din drena tran-

zistorului  $T_1$  și aplicat etajului de amplificare care conține tranzistorul  $T_2$ . Polarizarea tranzistorului  $T_2$  este asigurată de rezistorul  $R_7$ . Din colectorul tranzistorului  $T_2$  semnalul se aplică galvanic etajului repetor pe emitor în care este inclus tranzistorul  $T_3$ . Acest etaj are rolul de a oferi montajului o impedanță de ieșire convenabilă, de valoare redusă. În vederea limitării amplificării finale a montajului și a asigurării unui semnal de ieșire care să prezinte distorsiuni minime, s-a prevăzut bucla de reacție negativă formată din grupul  $C_5 R_6$ .

Montajul poate fi utilizat ca adaptor de intrare pentru un voltmetru de curent alternativ care măsoară valori mici ale tensiunii, oferind acestuia o impedanță de intrare convenabilă. (E.M.)

### 11. MEGAFON PORTABIL

La realizarea unui megafon portabil necesar în activitățile sportiv-cultu-

rale, o problemă esențială este autonomia sursei de alimentare. Durata de exploatare a bateriei sau a acumulatorului depinde de puterea debitată de amplificator și de randamentul acestuia. Se știe că randamentul cel mai bun se obține în clasa D de amplificare unde tranzistorul final lucrează în comutație, iar informația utilă este transmisă prin modulația în durată a impulsurilor. În figura VI.23 prezentăm un amplificator de putere de 6 ... 8 W în clasă D.

*Descrierea schemei de principiu.* Poarta *a* și *b* din circuitul integrat CDB 400 formează un circuit basculant astabil care produce impulsuri dreptunghiulare cu frecvența de circa 100 kHz. Aceste impulsuri vor produce periodic bascularea circuitului monostabil format din porțile *c* și *d* ale aceluiași CDB 400. Perioada de basculare a circuitului monostabil depinde de valoarea capacitorului  $C = 1 \text{ nF}$  și de rezistența rezultată dintre 510 ohmi

în paralel cu rezistența echivalentă colector-emitor a tranzistorului  $T_1$ . În absența tensiunii de audiofrecvență de la intrare, rezistența echivalentă este constantă și depinde de polarizarea bazei lui  $T_1$  care se poate ajusta cu  $P = 2,5 \text{ k}\Omega$  liniar. În acest mod de lucru, etajul Darlington format din  $T_2$  și  $T_3$  primește impulsuri dreptunghiulare de durată constantă. Dat fiind frecvența indicată, de circa 100 kHz, aceste semnale nu sînt reproduse de difuzor. Cînd la intrare se aplică un semnal de audiofrecvență cu nivel de 300 ... 500 mV, provenit de la preamplificatorul de microfon, rezistența echivalentă din constanta de timp  $RC$  a circuitului basculant monostabil se modifică în funcție de acest semnal. Astfel durata (lățimea) impulsurilor se va modifica în ritmul semnalului de audiofrecvență. Acest semnal este amplificat de etajul final  $T_2-T_3$  și aplicat difuzorului. Este de remarcat că demodularea impulsurilor modulate în du-

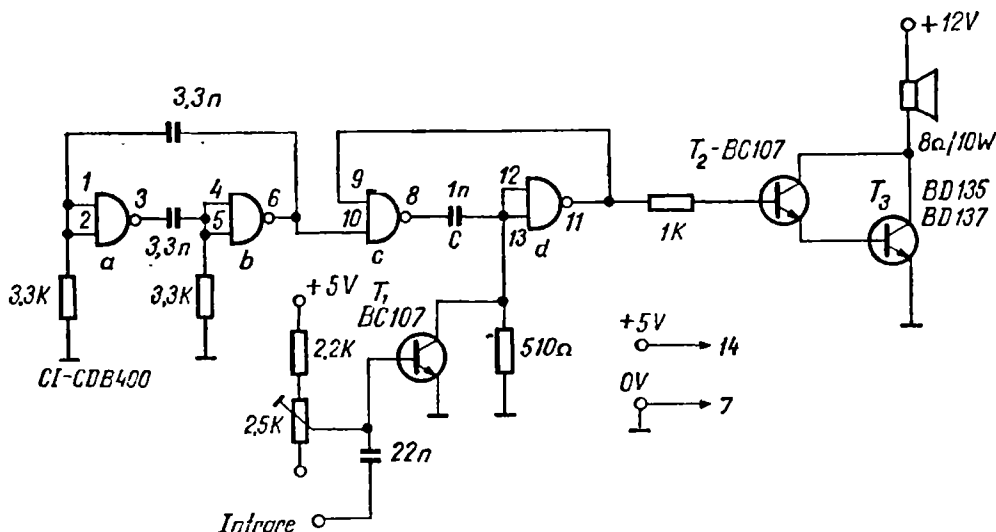


Fig. VI.23. Amplificator în clasă D pentru megafon.

rată nu se face cu un anume circuit, ci chiar difuzorul efectuează această funcție.

*Recomandări constructive și reglaje.* Montajul se realizează pe un cablaj imprimat simplu placat. Tranzistorul final BD 135 sau BD 137 se montează pe un radiator de tablă de aluminiu de 2 mm și suprafața de 12 cm<sup>2</sup>. Referitor la tranzistorul final, trebuie să facem precizarea că el trebuie să fie suficient de rapid ( $f_T$  mare) pentru a putea amplifica impulsurile cu fronturi cât mai bune. Un tranzistor cu  $f_T$  mai mic, cum ar fi 2N 3055, nu dă rezultate, rotunjind impulsurile. Dacă radiatorul este în contact electric cu masa, atunci tranzistorul trebuie izolat de radiator cu o plăcuță de mică sau folie de policarbonat. După realizarea montajului și verificarea corectitudinii plantării pieselor, se alimentează de la sursa de tensiune. Pentru reglaje ar fi ideal un oscilograf pentru vizualizarea formelor impulsurilor. Dar cu răbdare se poate lucra și fără acesta.

Dacă intrarea de semnal o conectăm la masă difuzorul nu trebuie să producă nici un sunet, chiar dacă vom deplasa poziția cursorului semireglabilului de 2,5 k $\Omega$  de la un capăt la celălalt. Se aplică la intrare, de la un generator de joasă frecvență, un semnal de 1 000 Hz și nivel de circa 400 mV. Se reglează semireglabilul astfel ca semnalul acustic redat de difuzor să fie de intensitate și de claritate maximă. Se modifică apoi nivelul semnalului de intrare între 350 ... 600 mV și se urmărește același lucru. În cazul că nu există o sursă de semnal de audiofrecvență, reglajul se poate face și prin preamplificatorul de microfon, căutându-se obținerea intensității și clarității maxime a vocii redată. Amplificatorul de putere în clasă D, descris aici, consumă între 0,85 ... ... 1,1 A când este bine reglat. Caracteristica de frecvență este liniară, între 0 ... 15 kHz și distorsiunile la 5 W sînt sub 5%. (E.M.)

# DESPRE MIXERE, CORECTOARE DE TON, LIMITATOARE DINAMICE DE ZGOMOT ȘI EGALIZOARE GRAFICE

## 1. MIXER CU DOUĂ INTRĂRI

Mixerul prezentat în fig. VII.1 deține următoarele performanțe:

- banda de trecere,  
 $f = 20 \text{ Hz} \dots 22 \text{ kHz}$
- impedanța de intrare a fiecărei intrări,  $Z_i = 2 \text{ M}\Omega$
- impedanța de ieșire,  $Z_e = 100 \Omega$
- distorsiuni maxime,  $\text{THD} = 0,5\%$
- raport semnal-zgomot  $\geq 65 \text{ dB}$

Pentru adaptarea impedanței de intrare a fiecărei intrări la impedanțele diverse ale unor surse de semnal, etajele de intrare care includ tranzistoarele  $T_1$  și  $T_2$  sînt prevăzute cu cîte o conexiune boot-strap. Însumarea celor două semnale de audiofrecvență se realizează în colectorii celor două

tranzistoare  $T_1$  și  $T_2$ . Această modalitate de însumare permite o separare perfectă din punct de vedere electric al celor două surse de semnal, excluzîndu-se cu desăvîrșire posibilitatea unor influențe reciproce. Semnalul-sursoasă din colectorii celor două tranzistoare  $T_1$  și  $T_2$  este aplicat etajului repetor pe emitor care conține tranzistorul  $T_3$ . Acest etaj realizează o impedanță de ieșire convenabilă mixerului, în scopul unor posibilități diverse de adaptare la alte montaje (corector de ton, amplificator de putere etc.). Pentru realizarea unui raport semnal-zgomot cît mai ridicat s-a utilizat o

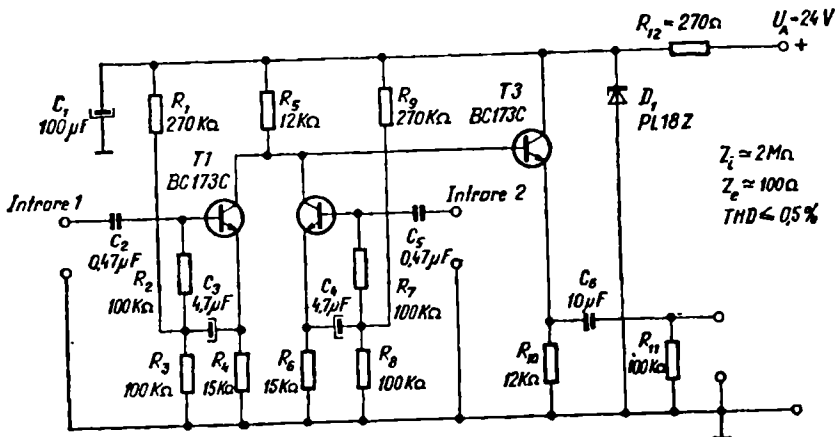


Fig. VII.1. Mixer cu două intrări.

filtrare suplimentară a tensiunii de alimentare, realizată de grupul  $R_{12}D_1C_1$ . (E.M.)

## 2. MIXER CU TREI INTRĂRI

Schema electrică a mixerului cu trei intrări este prezentată în fig. VII.2. Montajul deține următoarele performanțe:

- banda de trecere,  
 $f = 15 \text{ Hz} \dots 25 \text{ kHz}$
- impedanța de intrare a celor 3 intrări,  $Z_i = 100 \text{ k}\Omega$
- impedanța de ieșire,  
 $Z_e = 1 \text{ k}\Omega$
- Distorsiuni maxime,  
 $THD \leq 0,3 \%$

— raportul semnal-zgomot  $\geq 65 \text{ dB}$

Semnalele de intrare se aplică la cele trei intrări ale mixerului, existînd posibilitatea de reglaj al nivelului. Ulterior semnalele audio se aplică etajelor de intrare care conțin tranzistoarele  $T_1$ ,  $T_2$  și  $T_3$ . Polarizarea etajelor de intrare este asigurată de grupul  $R_{14}$ ,  $R_{15}$ ,  $C_5$ , iar separarea surselor de semnal de rezistorii  $R_4$ ,  $R_5$  și  $R_6$ . Însurarea celor trei semnale este realizată în colectoarele celor trei tranzistoare  $T_1$ ,  $T_2$  și  $T_3$ . Ulterior semnalul sursă este aplicat prin cuplaj galvanic tranzistorului  $T_4$ . Acesta realizează un etaj tip repetor pe emitor, care oferă mixerului o impedanță de ieșire redusă, în vederea cuplării lui la alte

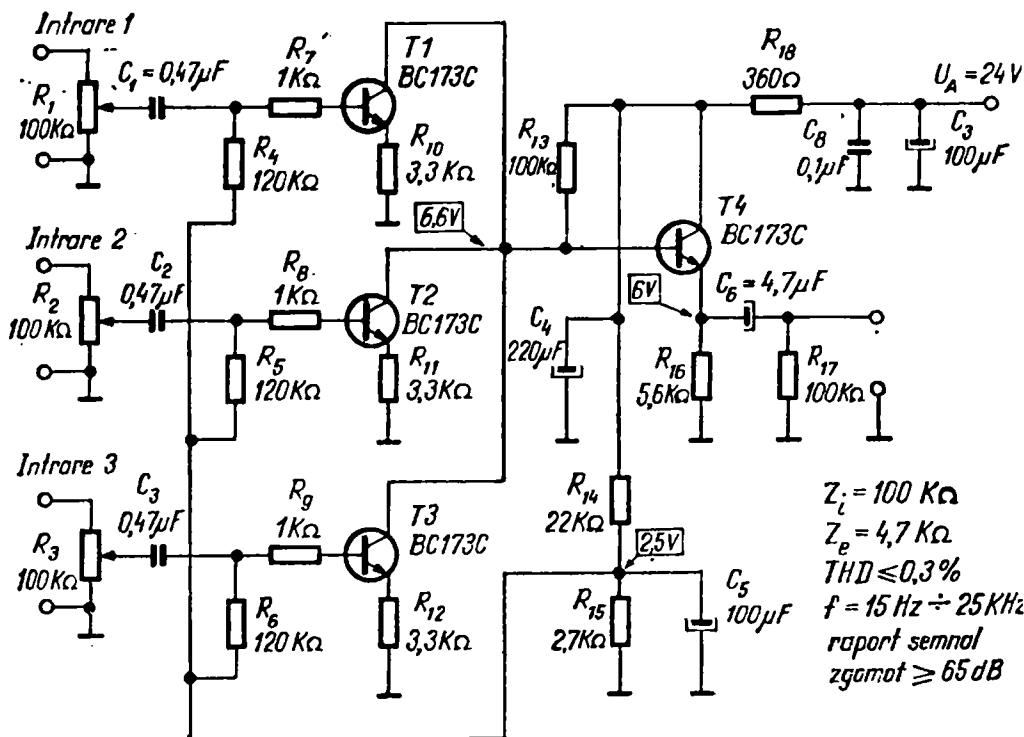


Fig. VII.2. Mixer cu trei intrări.

montaje (amplificator, corector de ton etc.).

Montajul se alimentează de la o sursă de tensiune stabilizată și bine filtrată. Grupul  $R_{13}C_8C_9$  efectuează un filtraj suplimentar al tensiunii de alimentare. Se recomandă realizarea montajului cât mai compactă, iar cuplajele galvanice cu potențiometrii  $R_1, R_2, R_3$  se vor face obligatoriu cu conductor ecranat.

### 3. CONTROLUL VOLUMULUI ÎN CURENT CONTINUU

Montajul, prezentat în figura VII.3, înlătură inconvenientul trecerii unui semnal de audiofrecvență printr-un potențiomtru de reglaj, care în timp se poate degrada și devine o sursă sigură de zgomot. Semnalul audio se aplică prin intermediul condensatorului  $C_1$  etajului defazor care conține tranzistorul  $T_1$ . Față de semnalul din emitor, semnalul din colector este defazat cu  $180^\circ$ , deci dacă în bază am aplicat semnalul  $a$ , în emitor vom găsi semnalul  $A$ , iar în colector  $-A$ . Cele două semnale  $A$  și  $-A$  se adună prin

intermediul rezistențelor  $R_7, R_8$  și al potențiometrului semireglabil  $R_9$ . Modificind poziția cursorului potențiometrului  $R_9$  se poate realiza mixarea în așa fel încît semnalul aplicat la intrarea etajului care conține tranzistorul  $T_3$  (în baza acestuia) să fie nul. Tranzistorul  $T_2$  are rolul unei rezistențe comandate pe tensiune. Aplicînd o tensiune pozitivă pe grila tranzistorului  $T_2$  de tip TEC, rezistența acestuia va scădea, scurtcircuitînd în mod progresiv semnalul  $-A$  preluat din colectorul tranzistorului  $T_1$  prin intermediul condensatorului  $C_3$ . Rezultă că modificind potențialul continuu aplicat pe grila tranzistorului  $T_2$ , se mărește în mod progresiv semnalul de audiofrecvență captat de tranzistorul  $T_3$  prin intermediul cursorului potențiometrului semireglabil  $R_9$  (a cărui valoare a fost fixată și rămîne în permanență constantă). Practic mărirînd o tensiune continuă am mărit nivelul semnalului alternativ. Tranzistorul  $T_4$  realizează un etaj tampon între ieșirea montajului și tranzistorul  $T_3$  în scopul unei funcționări optime (de fapt un etaj repetor pe emitor). Componentele necesare realizării prac-

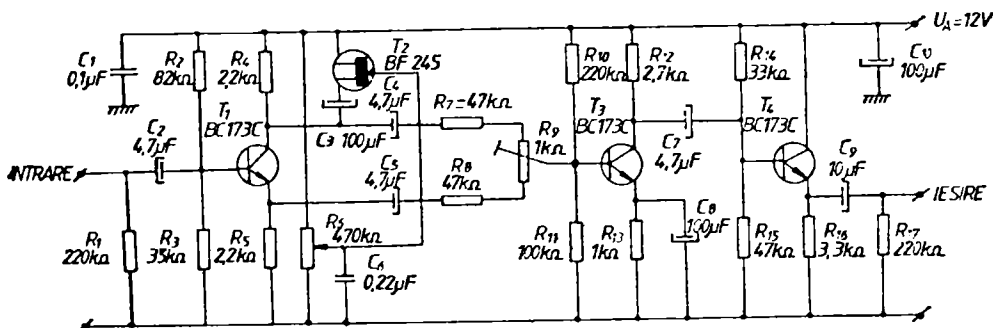


Fig. VII.3. Controlul volumului în curent continuu.

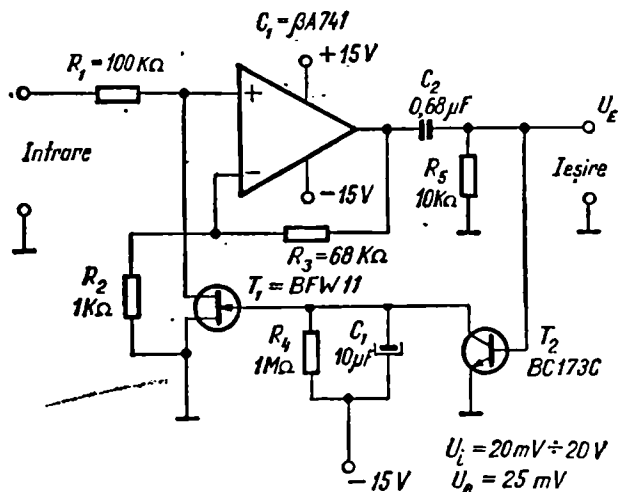


Fig. VII.4. Compresor de dinamică.

tice a montajului vor fi de cea mai bună calitate, rezistoarele  $R_4$  și  $R_5$  în clasa de toleranță 1% iar condensatoarele  $C_3$ ,  $C_5$  și  $C_4$  vor fi cu tantal (E.M.)

#### 4. COMPRESOR DE DINAMICĂ

Există situații în care un semnal de audiofrecvență trebuie să fie menținut între niște limite relativ constante. O astfel de situație apare în cazul înregistrării unui semnal audio furnizat de un microfon. Datorită diferenței de nivel importantă, creată atât de către sursa sonoră cât și de distanța uneori aleatoare dintre sursa sonoră și microfon, semnalul de ieșire amplificat prezintă o dinamică importantă. În această formă el nu poate fi asimilat în cadrul unei înregistrări decât cu pierderi importante, limitări, distorsiuni etc. În vederea eliminării acestui inconvenient au apărut etajele compresoare de dinamică. Ele furnizează

un semnal de ieșire aproape constant ca nivel, indiferent de variațiile nivelului semnalului de intrare. Compresorul de dinamică prezentat în fig. VII.4 furnizează la ieșirea sa un semnal de circa 25 mV, tensiunea de intrare având nivelul variabil între 20 mV ... 20 V (60 dB).

Semnalul de intrare se aplică prin intermediul rezistorului  $R_1$  la intrarea neinvertoare a amplificatorului operațional  $A_1$ . Rezistorul  $R_1$  formează împreună cu tranzistorul FET,  $T_1$ , montat ca rezistor variabil, un divizor de tensiune comandat. Comanda se realizează de către nivelul semnalului de ieșire care prin intermediul tranzistorului tampon  $T_2$  încarcă mai mult sau mai puțin cu o tensiune continuă condensatorul  $C_1$ . Dacă nivelul semnalului de intrare crește, crește și nivelul semnalului de ieșire, crește deci și tensiunea continuă de la bornele condensatorului  $C_1$ . Această tensiune crescând „deschide” mai mult tranzistorul



$T_1$ , deci îi micșorează rezistența echivalentă drenă-sursă, deci scade semnalul de la intrarea amplificatorului operațional  $A_1$  furnizat de divizorul rezistiv  $R_1-T_1$ . În acest fel se menține un nivel practic constant al semnalului de ieșire furnizat de amplificatorul operațional,  $A_1$ , deci furnizat de compresorul de dinamică. (E.M.)

## 5. CORECTOR DE TON

Unul din cele mai răspândite tipuri de corector de ton, datorită simplității și eficacității sale îl reprezintă corectorul de ton Baxandall. În fig. VII.5 este prezentată o variantă cu proprietăți îmbunătățite, care a dat rezultate practice foarte bune.

Semnalul de intrare se aplică tranzistorului  $T_1$  care este amplasat într-un etaj tip repetor pe emitor. Acest lucru este absolut necesar pentru buna funcționare a montajului, deoarece repetorul pe emitor realizează un tampon

între sursa de semnal și rețeaua pasivă tip Baxandall. Se observă prezența în cadrul rețelei a celor două potențio-metre de reglaj, cu ajutorul cărora se stabilește nivelul corecției atât în privința frecvențelor joase cât și a celor înalte. Ulterior, semnalul prelucrat este aplicat etajului amplificator de tensiune care conține tranzistorul  $T_2$ , prin intermediul condensatorului  $C_7$ . Pentru a nu influența nivelul semnalului preluat din colectorul tranzistorului  $T_2$ , s-a prevăzut un al doilea etaj repetor pe emitor, care conține tranzistorul  $T_3$ . Acesta oferă la ieșirea montajului o impedanță de ieșire scăzută, convenabilă pentru cuplajul cu un eventual amplificator de putere. În scopul reducerii zgomotului de fond și al brumului de rețea s-a prevăzut filtrajul suplimentar al tensiunii de alimentare, realizat cu ajutorul grupului  $R_{21}D_1C_4$ . La realizarea practică a montajului se vor folosi componente electrice de bună calitate, iar cuplajele

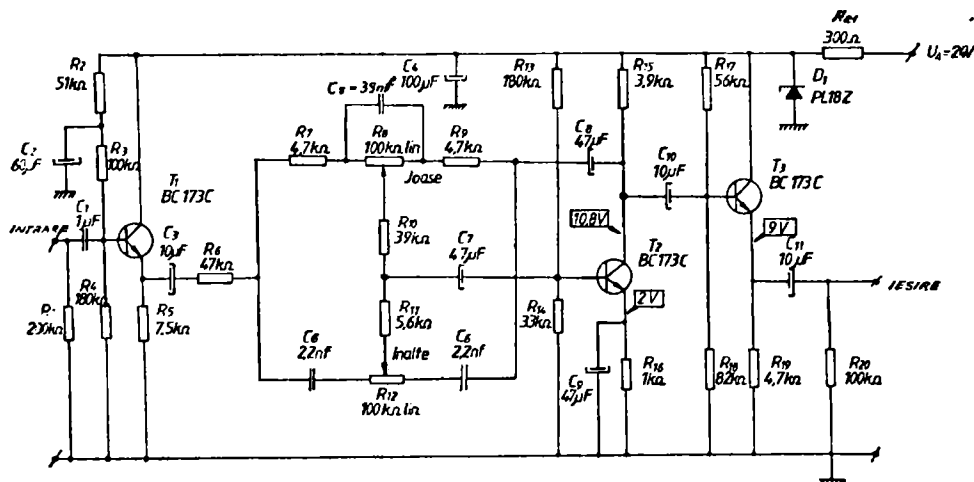


Fig. VII.5. Corector de ton.

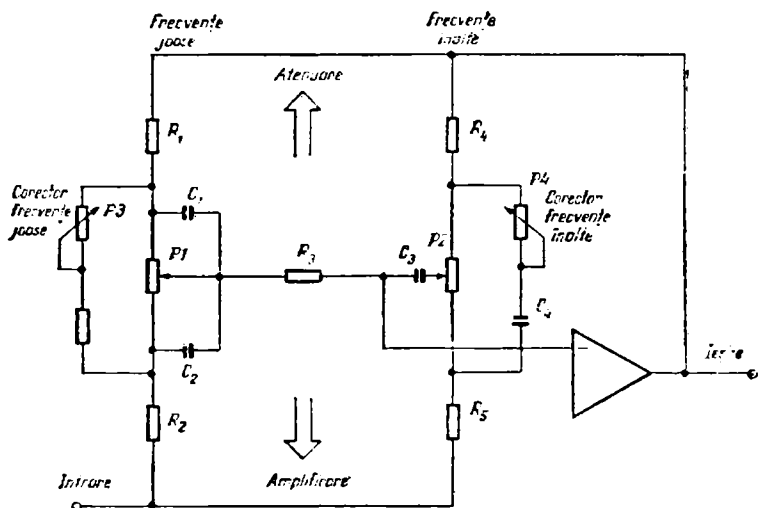


Fig. VII.6. Corector de ton Baxandall modificat.

galvanice de la intrare, ieșire și la cei doi potențimetri se realizează obligatoriu cu conductor ecranat. (E.M.)

## 6. CORECTOR DE TON CU POSIBILITĂȚI MULTIPLE

Pentru îmbunătățirea unei audiții muzicale conform preferințelor ascultătorului, accentuarea sau dezaccentuarea unei porțiuni din banda de audiofrecvență se efectuează în cadrul amplificatorului de audiofrecvență de către etajul corector de ton. Majoritatea corectoarelor de ton sînt de tip Baxandall. Acest circuit, folosit frecvent datorită simplității sale, prezintă totuși unele deficiențe. Dezavantajul esențial al unui circuit Baxandall clasic îl constituie efectul de corecție foarte mare la extremele benzii de audiofrecvență. S-a pus problema modificării circuitului Baxandall, în așa fel ca în

urma schimbărilor efectuate să nu se complice prea mult montajul, să fie lărgite posibilitățile sale de lucru și să nu fie afectate performanțele în ceea ce privește banda de frecvențe de lucru, nivelul distorsiunilor și al zgomotului de fond.

Schema electrică de principiu a circuitului Baxandall modificat este prezentată în fig. VII.6. Se observă adăugarea potențimetricilor  $P_3$  și  $P_4$  care pot modifica în limite destul de largi nivelul corecțiilor efectuate de potențimetrii  $P_1$  și  $P_2$ . Rezistențele înseriate cu potențimetrii  $P_3$  și  $P_4$  au rolul de evitare a șuntării potențimetricilor  $P_1$  și  $P_2$ . În scopul bunei comportări la frecvențe înalte,  $P_4$  a fost izolat galvanic de  $P_3$  prin înserierea cu condensatorul  $C_4$ .

Schema electrică completă a corectorului de ton Baxandall modificat este prezentat în fig. VII.7. Semnalul audio util se aplică corectorului prin

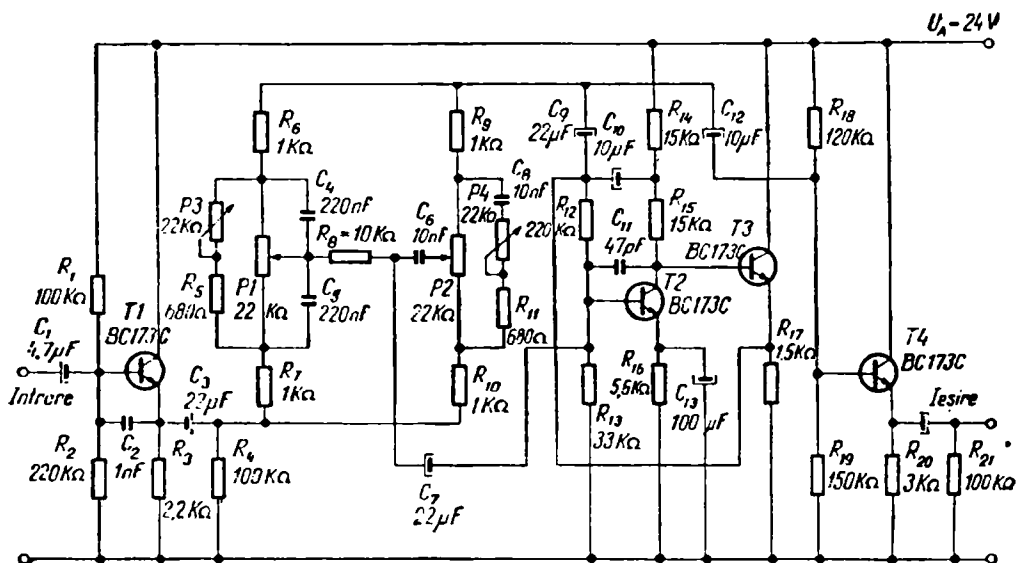


Fig. VII.7. Schema electrică a corectorului de ton Baxandall modificat.

intermediul condensatorului  $C_1$ . Etajul de intrare care conține tranzistorul  $T_1$  reprezintă un repetor pe emitor. Acest tip de etaj are rol de adaptare între impedanța de ieșire a sursei de semnal și impedanța de intrare a corectorului. Semnalul audio util obținut în emitorul tranzistorului  $T_1$  este aplicat rețelei modificate de corecție Baxandall, și ulterior etajului următor, care conține tranzistorii  $T_2$  și  $T_3$  prin intermediul condensatorului  $C_7$ . Acest etaj constituie un amplificator de bandă largă, necesar compensării atenuării introduse de rețeaua de corecție. Datorită conexiunii de tip boot-strap etajul oferă montajului avantajul unei amplificări mari cu distorsiuni minime. Atât condensatorul  $C_2$  cât și condensatorul  $C_{11}$  au rolul de reducere la minim a instabilității montajului și evitarea completă a posibilității apariției oscilațiilor. De asemenea, configurația în

curent continuu a etajului implică o bună stabilitate termică într-un domeniu larg de temperaturi.

Etajul de ieșire conține tranzistorul  $T_4$ , și reprezintă un repetor pe emitor care de asemenea are rolul unui adaptor de impedanță, necesar bunei funcționări a corectorului. Funcționarea corectorului, este descrisă de către diagramele prezentate în fig. VII. 8. Ele

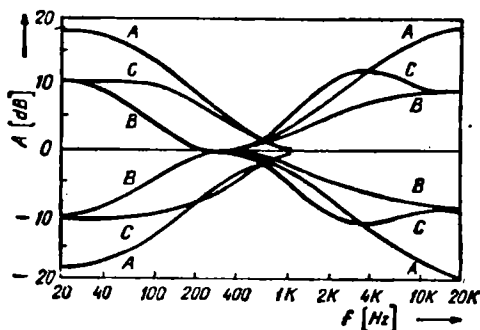


Fig. VII.8. Diagramele amplitudine-frecvență ale corectorului de ton Baxandall modificat.

reprezintă funcționarea în trei cazuri limită și anume:

— diagramele *A* reprezintă cazul în care potențiometrii  $P_1$  și  $P_2$  sînt acționați la nivel maxim, iar potențiometrii  $P_3$  și  $P_4$  au valoarea maximă;

— diagramele *B* reprezintă cazul în care potențiometrii  $P_1$  și  $P_2$  sînt acționați la nivel mediu, iar potențiometrii  $P_3$  și  $P_4$  au valoarea rezistivă maximă;

— diagramele *C* reprezintă cazul în care potențiometrii  $P_1$  și  $P_2$  sînt acționați la valoarea maximă iar potențiometrii  $P_3$  și  $P_4$  prezintă valoarea zero.

Circuitul se realizează în varianta mono sau stereo, pe o plăcuță de sticlăstratitex placat cu folie de cupru, ținînd cont de toate precauțiunile necesare realizării acestui gen de montaj (lipsa buclei de masă, trasee cît mai scurte, ansamblu compact etc.). Conexiunile dintre potențiometri și cablaj se efectuează obligatoriu cu conductor ecranat. Componentele utilizate vor fi de bună calitate pentru obținerea unor rezultate care să încadreze montajul în categoria HI-FI. (E.M.)

## 7. CORECTOR DE TON HUTCHINSON

Amatorul de tehnica sunetului deseori constată că limitele de reglaj ale corectorului de ton nu sînt satisfăcătoare. În adevăr corectorul de ton Baxandall are limitele de ridicare sau tăiere a frecvențelor de la capetele benzii de audiofrecvență în jur de

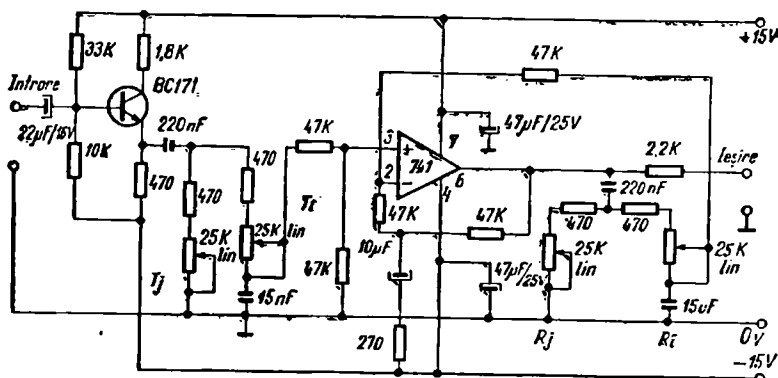
$\pm 20$  dB. Sînt situații în studioul de sunet (amatoricesc) cînd aceste limite nu sînt suficiente, mai ales în muzica electronică. Aceste constatări au dus la realizarea unor corectoare de ton cu limite de reglaj mai largi. Un asemenea corector larg răspîndit în ultimii ani este corectorul de ton Hutchinson, la care se obțin limite de reglaj între  $\pm 35$  dB. Vom prezenta principiul de funcționare al corectorului și o schemă practică la îndemîna oricui (vezi figura VII.9).

Principiul corectorului de ton Hutchinson este ilustrat în figura VII.10 a. La intrarea neînversoare a unui amplificator operațional se aplică printr-o rețea selectivă RC semnalul de audiofrecvență. Tot printr-o rețea selectivă RC se realizează o buclă de reacție negativă de la ieșire la intrarea înversoare. Rețelele selective sînt alcătuite din două filtre, unul trece jos și altul trece sus, care conțin rezistoarele reglabile necesare controlului.

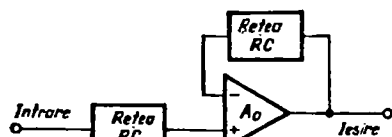
Prin acționarea potențiometrelor se pot obține diferite caracteristici de frecvență (figura VII.11). În această figură se prezintă cu linie întreruptă, pentru comparație, și graficul corespunzător corectorului de ton Baxandall. (I.S.)

## 8. CORECTOR DE TON TIP LOUDNESS

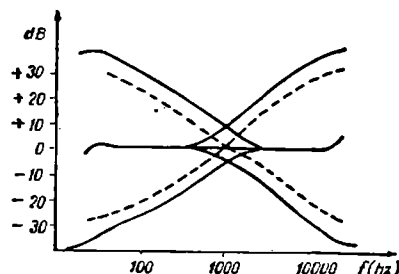
Montajele electronice de tip Loudness reprezintă filtre de audiofrecvență astfel concepute încît să micșoreze nivelul frecvențelor medii din banda audio. În acest fel, aspectul frecven-



**Fig. VII.9. Corectorul de ton Hutchinson.**



**Fig. VII.10. Principiul corectorului de ton Hutchinson.**



**Fig. VII.11. Caracteristica de frecvență a corectorului Hutchinson.**

țelor joase și înalte apare mai pregnant, oferind o notă plăcută programului sonor audiat.

La intrarea montajului prezentat în figura VII.12 este dispus un filtru dublu T, care atenuează frecvențele medii, format din grupurile  $C_2R_3R_4$  și  $C_1C_3R_2$ . Filtrul T format din rezistorii  $R_5R_6R_7$  precizează amplitudinea corecției. Deoarece rețelele pasive corectoare atenuează semnalul inițial, pentru amplificarea lui sînt amplasate etajele care conțin tranzistoarele  $T_1$  și  $T_2$ . Urmează un etaj repetor pe emitor, care este prevăzut atît în scopul realizării unui tampon față de etajele de amplificare, cît și pentru obținerea

la ieşire a unei impedenţe de valoare redusă.

Amplificarea finală a montajului se poate modifica după dorință, schimbând raportul rezistoarelor  $R_{16}/R_{17}$ . Se menționează că în urma modificării raportului, suma celor două valori ale rezistoarelor trebuie să rămână constantă, față de valoarea inițială ( $E.M.$ )

### 9. EGALIZOR GRAFIC CU 7 PUNCTE DE INFLEXIUNE

Egalizorul face parte din categoria montajelor care utilizează filtre active oprește-bandă și reacție variabilă, necesară efectuării corecțiilor în banda de

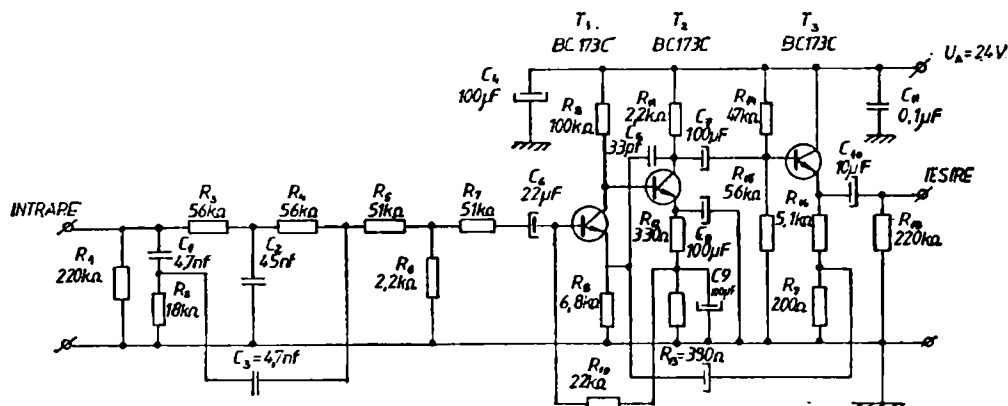


Fig. VII.12. Corectorul de ton tip Loudness.

audiofrecvență conform scopului urmărit. Performanțele egalizorului prezentat în figura VII.13 sînt următoarele:

— tensiunea de alimentare:  $\pm 12$  V, stabilizată și bine filtrată

— curentul absorbit: cca 80 mA pentru varianta stereo

— domeniu de lucru: 20 Hz... 20 000 Hz

— puncte de inflexiune: 40 Hz, 100 Hz, 270 Hz, 700 Hz, 2 kHz, 5 kHz, 12,5 kHz

— plaja de corecție:  $\pm 15$  dB

— tensiunea maximă de intrare:  $U_i = 300$  mV

Pentru obținerea unor performanțe superioare s-a împărțit banda de audiofrecvență în 7 intervale egale, utilizînd scara logaritmică. Folosind un număr mai mic de sub-benzi se micșorează

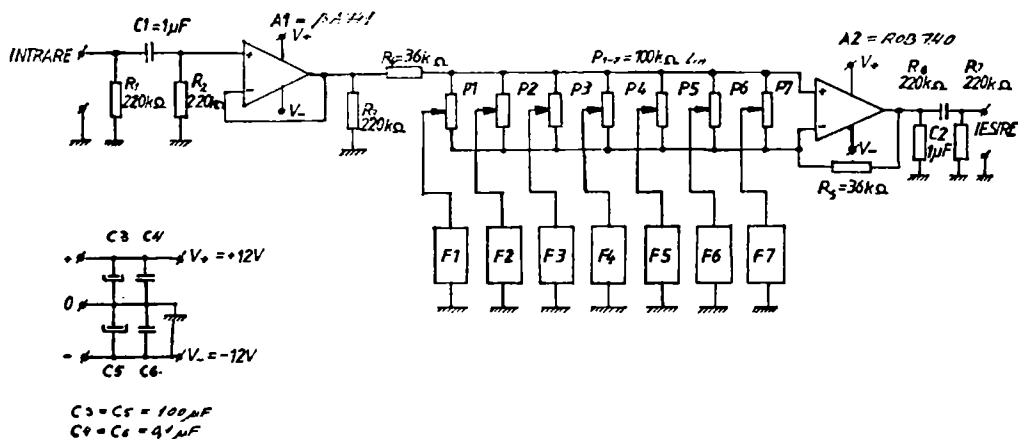


Fig. VII.13. Egalizor grafic cu șapte puncte de inflexiune.

numărul elementelor componente ale montajului, deci în mod sigur raportul semnal-zgomot va crește. Semnalul audio util se aplică la intrarea montajului grupului  $R_1C_1R_2$ , și ulterior pe intrarea neînversare a amplificatorului operațional  $A_1$ . Acesta funcționează în cadrul montajului ca repetor pe emitor, oferind avantajul unei bune adaptări între sursa de semnal și restul montajului. Prin intermediul rezistenței  $R_4$ , semnalul de la ieșirea amplificatorului operațional se aplică pe intrarea neînversoare a amplificatorului operațional  $A_2$ . Acesta prezintă dispuse pe intrările sale un grup de 7 potențiometre, la cursorul fiecăruia fiind conectat câte un filtru oprește banda FOB.

În funcție de poziția cursorului potențiometrului, fiecare FOB realizează o reacție pozitivă sau negativă, modificând corespunzător spectrul de frecvență al semnalului audio util. Modul de aplicare a reacțiilor oferă montajului o imunitate foarte bună la zgomotul de fond, deoarece, semnalele de pe intrările inversoare și neînversoare se aplică față de ieșire în anti-

fază. Acest lucru implică o rejecție aproape completă a zgomotului de fond. El se aplică cu aceeași pondere pe fiecare dintre cele două intrări, deci va dispărea la ieșirea amplificatorului operațional  $A_2$ .

Filtrele active de tip FOB sînt realizate cu inductanțe simulate. Schema electrică a unui filtru FOB și valorile componentelor pentru cele 7 frecvențe de rezonanță sînt în figura VII.14. Pentru buna funcționare a montajului se recomandă utilizarea condensatoarelor neclectrolitice, iar acolo unde nu este posibil (valori mari) s-a ales înserierea a două condensatoare electrolitice, pentru obținerea unei capacități finale nepolarizate.

Realizarea practică a montajului se face pe o plăcuță de sticlostratitex dublu placată cu folie de cupru, utilizîndu-se toate precauțiile necesare la acest tip de montaje (trasee scurte, traseu de masă fără bucle și gros etc.)

Pentru realizarea inductanțelor simulate, în scopul reducerii numărului de amplificatoare operaționale s-a ales circuitul integrat  $\beta A 324$ .

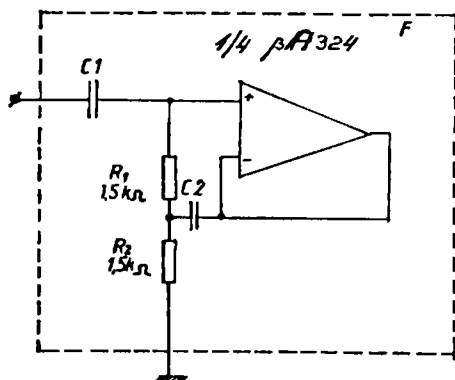


Fig. VII.14. Schema electrică a filtrului LC.

f	C1	C2
40Hz	$1\mu F + 22nf$	$22\mu F \cap 10\mu F$
100Hz	$0,22\mu F \cap 0,22\mu F$	$10\mu F \cap 3,3\mu F$
270Hz	$0,1\mu F + 68nf$	$0,47\mu F + 0,47\mu F$
700Hz	$33nf + 33nf$	$0,33\mu F + 33nf$
2kHz	$22nf$	$0,1\mu F + 27nf$
5kHz	$6,8nf + 2nf$	$47nf + 3nf$
12,5kHz	$3,3nf + 240pf$	$10nf + 10nf$

nota :  $\cap$  = în serie





Egalizorul prezentat este format din 3 etaje principale, și anume:

— etajul de intrare, care conține tranzistorul  $T_1$

— etajul corector tensiune frecvență, care conține tranzistoarele  $T_2$ ,  $T_3$ ,  $T_4$ .

— etajul de ieșire, care conține tranzistoarele  $T_5$  și  $T_6$ .

Semnalul de intrare se aplică etajului de intrare prin intermediul condensatorului  $C_1$  în baza tranzistorului  $T_1$ . Etajul de intrare funcționează ca repetor pe emitor, asigurând o bună adaptare între impedanța de ieșire a sursei de semnal și impedanța de intrare a egalizorului.

Rezistența  $R_3$  aflată în colectorul tranzistorului  $T_1$  are rolul de a îmbunătăți performanțele etajului de intrare în privința zgomotului de fond.

Semnalul util se preia din emitorul tranzistorului  $T_1$  și se aplică prin cuplaj direct etajului corector tensiune frecvență, în baza tranzistorului  $T_2$ .

Etajul corector tensiune-frecvență, care include tranzistoarele  $T_2$ ,  $T_3$ ,  $T_4$  are o alcătuire specială. Pentru a realiza variația nivelului de tensiune, într-o plajă largă de frecvențe, apare necesară posibilitatea realizării unei amplificări mari, fără a produce distorsiuni ale formei de undă a semnalului și fără a introduce defazaje suplimentare funcție de frecvență. Soluția aleasă reprezintă un etaj de amplificare cu sarcină dinamică în colector și emitor. Sarcina dinamică reprezintă, de fapt, un generator de curent constant, realizat cu unul sau mai multe tranzistoare.

Folosind ca sarcină un generator de curent constant se obține creșterea și stabilizarea factorului de amplificare, mărirea impedanței de intrare, lărgirea benzii de trecere a amplificatorului și, lucru esențial în funcționarea egalizorului, posibilitatea aplicării reacției pozitive în prezența reacției negative globale. Tranzistorul  $T_4$  realizează pentru tranzistorul  $T_2$  o sarcină dinamică. Aceasta, prezintă în „curent continuu” o rezistență mică, iar în „curent alternativ” o rezistență mare. În acest fel se asigură etajului posibilitatea de a realiza o amplificare mare, cu toate avantajele sus-menționate. Tranzistorul  $T_3$  reprezintă o sarcină dinamică asemănătoare, amplasată în emitorul tranzistorului  $T_2$ .

Astfel apare posibilitatea stabilirii cu ușurință a punctului de funcționare statică a tranzistorului  $T_2$ , concomitent cu facilitatea aplicării celor două tipuri de reacție în mod simultan. Corecția semnalului util, în ceea ce privește amplificarea funcție de frecvență, se realizează în felul următor: Se observă că în colectorul și emitorul tranzistorului  $T_2$  se află cuplate, prin intermediul condensatoarelor  $C_4$  și  $C_6$  cele zece filtre LC. Acestea acționează asupra plajei de frecvență funcție de poziția cursorului potențimetrelor  $P_1$ — $P_{10}$ . Practic, se realizează o reacție pozitivă sau negativă pentru banda de frecvență în care este acordat filtrul amplasat pe cursorul fiecărui potențiomtru.

Dacă, de exemplu, cursorul potențiometrului  $P_1$  se află „deplasat” spre condensatorul  $C_4$ , se realizează mărirea reacției negative, deci se produce o aten-

nuare în banda de frecvențe joase, cu maximul de atenuare pe frecvența de 80 Hz pe care este acordat filtrul. În cazul deplasării inverse a cursorului potențiometrului  $P_1$  spre condensatorul  $C_5$ , se realizează mărirea reacției pozitive, deci frecvențele joase vor fi amplificate, obținându-se un maxim de amplificare pe frecvența de 80 Hz. Rezistoarele  $R_5$  și  $R_6$  precizează limitele amplificării sau atenuării maxime, pentru prevenirea distorsiunilor sau posibilității de apariție a oscilațiilor în cazul unei amplificări mari.

Cele zece filtre LC asigură acoperirea completă a benzii de frecvențe audio în ceea ce privește posibilitățile de corecție dorite.

Rezistoarele înseriate cu filtrele (ex.  $R_{15}$  cu  $L_1C_7$ ) asigură amortizarea necesară evitării unor variații prea accentuate ale amplificării sau atenuării pe frecvențele centrale de acord ale filtrelor RC, în punctele de inflexiune alese. Semnalul util corectat este preluat din colectorul tranzistorului  $T_3$  prin intermediul condensatorului  $C_9$  și apoi al potențiometrului semireglabil  $R_{14}$ . Ulterior, semnalul util se aplică etajului de ieșire prin intermediul condensatorului  $C_{17}$ , în baza tranzistorului  $T_6$ . Grupul  $R_{13}$ ,  $R_{14}$  a fost prevăzut pentru a exista posibilitatea unei ajustări fine a nivelului semnalului de ieșire. Etajul de ieșire include tranzistoarele  $T_5$  și  $T_6$ . Tranzistorul  $T_5$  realizează un tampon între etajul corector tensiune-frecvență și etajul de ieșire.

Tranzistorul  $T_6$  realizează o impedanță de ieșire convenabilă a etajului de ieșire al egalizorului.

### *Modul de realizare*

Montajul se execută prin amplasarea componentelor pe plăcuțe de circuit imprimat. O variantă de cablaj imprimat este prezentată în fig. VII.16. Pentru cele zece filtre LCR s-a ales varianta prezentată în fig. VII.17.

Constructorul poate face mici modificări ale dimensiunilor plăcuțelor de circuit imprimat, funcție de gabaritul pieselor folosite, păstrând însă configurația cablajului. Pentru obținerea unor rezultate optime este obligatorie folosirea rezistoarelor cu peliculă metalică, iar condensatoarele electrolitice de cuplaj dintre etaje vor fi obligatoriu cu tantal.

Performanțele montajului impun implicit realizarea variantei stereo.

Plăcuța de cablaj imprimat din fig. VII.16 se realizează în dublu exemplar, iar placa din fig. VII.18 se realizează într-un singur exemplar, deoarece este proiectată pentru varianta stereo a montajului.

Poziționarea componentelor prezentate în schema electrică se face conform fig. VII.19, iar poziționarea celor zece filtre RLC (varianta stereo) se face conform fig. VII.18. Fiecare grup RLC se ecranează cu câte o plăcuță de alamă dimensionată corespunzător, care în final se conectează la masa generală a montajului (în locurile prevăzute pe cablaj în acest scop, conf. fig. VII.18), în scopul evitării influențelor reciproce între bobine sau bobine-montaj. Se recomandă realizarea bobinelor pe carcase tip oală de ferită, pentru obținerea unor componente cu dimensiuni minime.

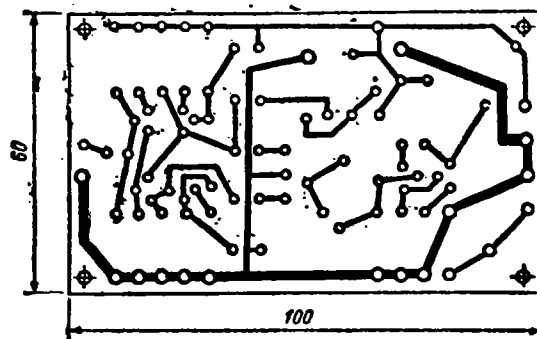


Fig. VII.16. Circuitul imprimat văzut din- spre cablaj.

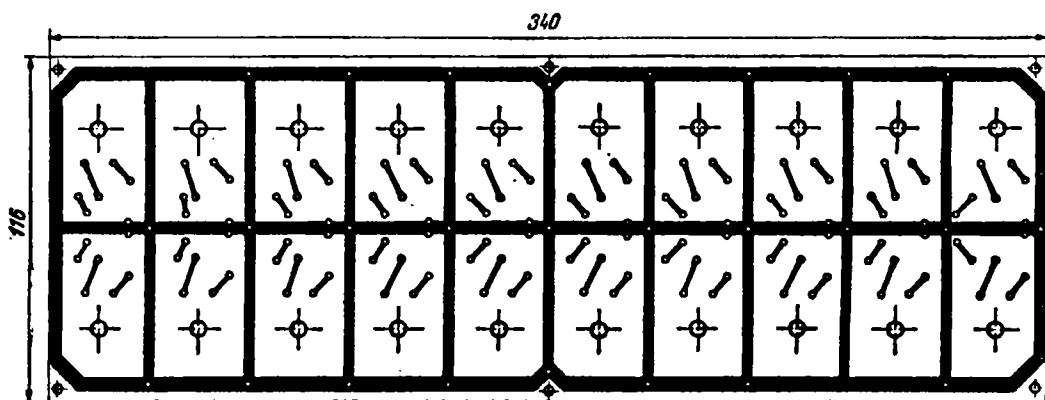


Fig. VII.17. Cablajul imprimat al grupurilor RLC.

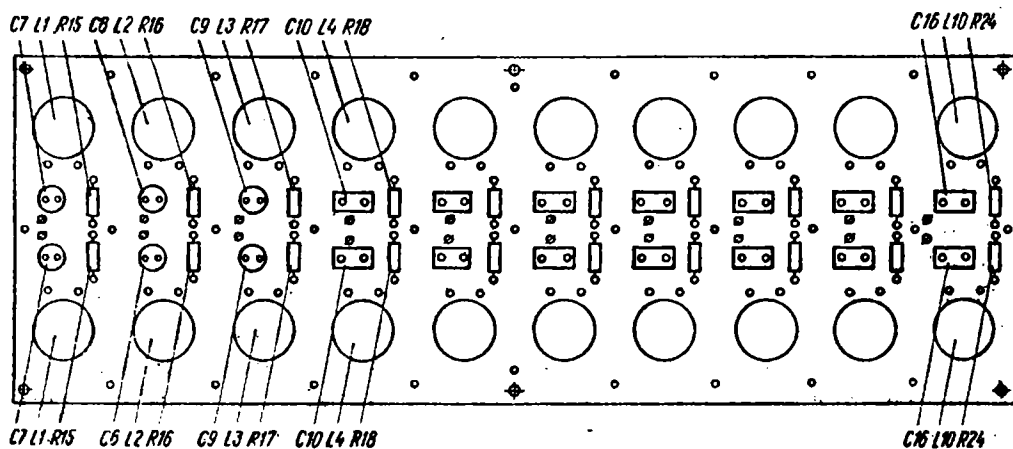


Fig. VII.18. Poziționarea componentelor RLC.

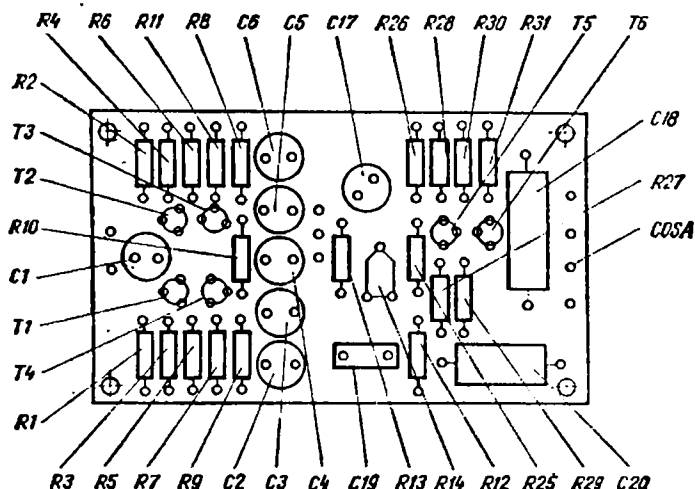


Fig. VII.19. Poziționarea componentelor pe placa de cablaj imprimat.

Se amplasează componentele pe plăcuțele de cablaj imprimat, respectând cu strictețe polaritățile condensatoarelor electrolitice, indicate de schema electrică.

O variantă de amplasare a blocurilor funcționale pe șasiul egalizorului este prezentată în figura VII.20.

După amplasarea componentelor pe plăcile de cablaj imprimat și fixarea lor pe șasiul egalizorului (inclusiv alimentatorul de 24 V, stabilizat) se execută forma de cablu.

Forma de cablu reprezintă totalitatea conexiunilor realizate între blocurile funcționale, realizate după un traseu printre acestea cât mai convenabil, dinainte stabilit. După realizarea formei de cablu, aceasta se rigidizează prin matisare cu un fir de sfoară cerată. Conexiunile din forma de cablu se execută cu cablu ecranat (în afară de firele destinate alimentării), iar firul de masă are o secțiune minimă de 2 mm<sup>2</sup>.

Obligatoriu se prevăd pe șasiul metalic al egalizorului cose pentru rigidizarea formei de cablu.

Se realizează suportul metalic pentru potențiometrii liniari dubli (cu cursă liniară) de 100 kΩ, și după montare se verifică fiecare potențiometrul cu un ohmmetru, deoarece orice întrerupere a acestora are consecințe negative în funcționarea egalizorului. Practic, o întrerupere duce la nefuncționarea grupului RLC aferent, odată cu apariția unei surse de zgomot de fond.

După montarea pe șasiul egalizorului și a grupului de potențiometri verificați, se fac legăturile între blocurile funcționale cu grijă, verificând cu un buzzer sau ohmmetru continuitatea fiecărui fir înainte de efectuarea sudurilor la cele două capete ale acestuia.

Sudurile la tresa metalică a cablurilor ecranate se execută, de asemenea, cu grijă, evitând categoric suduri superficiale sau reci. Se reamintește încă o dată faptul că de calitatea sudurilor

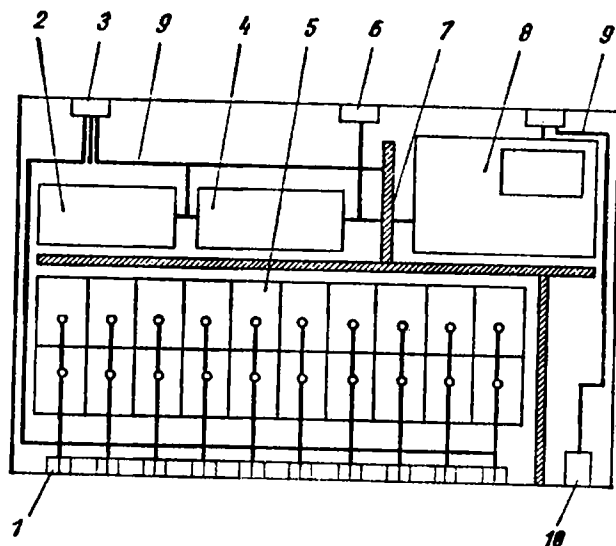


Fig. VII.20. Modul de amplasare a blocurilor funcționale în ansamblul general; 1 — potențiometr dublu  $2 \times 100$  k, 2 — bloc egalizor (canal 1), 3 — mufă intrare, 4 — bloc egalizor (canal 2), 5 — blocul filtrare RLC, 6 — mufa R și C, 7 — ecran, 8 — blocul alimentare-stabilizare, 9 — forma de cablaj, 10 — întrerupător și bec semnalizare.

depind performanțele montajului și buna lui funcționare.

După executarea tuturor legăturilor între blocurile funcționale ale montajului se execută cite un ștrap la mufa de intrare pe cele două intrări-masă și se alimentează, inițial separat, fiecare dintre cele două secțiuni identice ale egalizorului, după care se verifică prezența tensiunilor în punctele statice de funcționare a blocurilor montajului. Verificarea se face comparând valorile obținute cu cele menționate în schema electrică. Eroarea maximă admisă este de 2%. Se utilizează un voltmetru cu impedanță mare de intrare.

După terminarea verificărilor pentru fiecare „canal”, se scot ștrapurile de la mufa de intrare, se reface alimen-

tarea comună pentru ambele canale și cu aceasta egalizorul este gata de funcționare.

În scopul obținerii unei corecții fine a amplificării finale, care trebuie să fie identică pentru cele două secțiuni ale egalizorului, se acționează cursoarele potențimetrele semireglabile  $R_{14}$  și  $R'_{14}$ .

Dacă constructorul posedă un generator de semnal de audiofrecvență și un osciloscop, se pot vizualiza eficacitatea corecțiilor în fiecare punct de inflexiune.

Pentru obținerea cu exactitate a maximului sau minimului de amplificare în punctele de inflexiune se poate modifica fin rezonanța circuitelor LC, acționând asupra bobinei (câteva spire în plus sau minus).

Maximul sau minimul de amplitudine pe frecvența punctului de inflexiune (pentru obținerea amplificării — atenuării de 20 dB) se reglează modificând în limite foarte mici valoarea rezistenței aferente fiecărui grup LC (eventual prin sortarea rezistențelor de „aceeași” valoare cu toleranță mai mare).

Reglat și pus la punct, montajul va oferi satisfacție deplină constructorului, posesor al unui aparat cu posibilități multiple, competitiv cu produsele similare de acest tip realizate de orice firmă industrială. (E.M.)

## 11. EGALIZOR PARAMETRIC CU PERFORMANȚE RIDICATE

Egalizorul parametric prezentat în figura VII.21 face parte din categoria montajelor HI-FI necesare într-un lanț audio cu performanțe moderne. Montajul folosește performanțele superioare ale circuitelor integrate pentru realizarea corecțiilor semnalului de intrare. Egalizorul îndeplinește funcțiile unui circuit Baxandall cu posibilități extinse de lucru, realizând o diversitate de caracteristici funcționale.

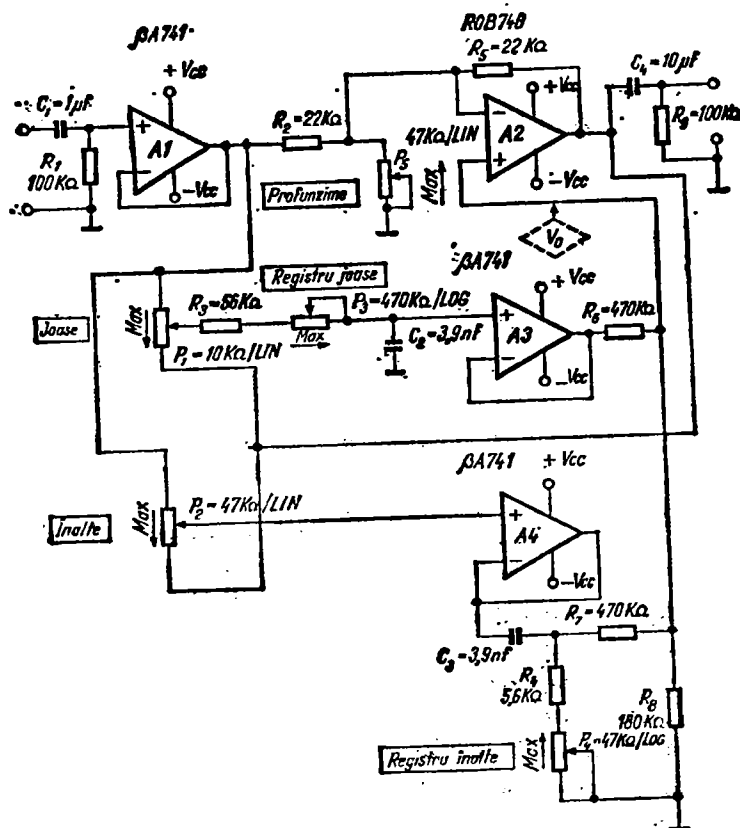


Fig. VII.21. Schema electrică a egalizorului.

Semnalul de intrare se aplică prin intermediul condensatorului  $C_1$  pe intrarea neînversoare a amplificatorului operațional  $A_1$ . Controlul frecvențelor joase se realizează cu ajutorul potențiometrului  $P_1$ . Dacă cursorul potențiometrului  $P_1$  este „deplasat” spre ieșirea amplificatorului operațional  $A_1$ , o mare parte din componentele de joasă frecvență ale semnalului de intrare vor trece prin filtrul trece-jos  $C_2R_3P_1$  și vor apărea în punctul  $V_0$ . Deoarece amplificatorul operațional  $A_2$  înversează semnalul, rezultă că obținem la ieșirea amplificatorului operațional  $A_2$  o atenuare a componentelor de joasă frecvență. Dacă se înversează „deplasarea” cursorului potențiometrului  $P_1$ , se obține o scădere a componentelor de joasă frecvență pe intrarea neînversoare a amplificatorului operațional  $A_2$ , deci amplificarea finală a frecvențelor joase crește.

Registru de ieșire al frecvențelor joase se reglează cu ajutorul potențio-

metrului  $P_3$ , modificând atenuarea filtrului  $C_2R_3P_3$ . Similar, se obțin aceleași rezultate pentru frecvențele înalte, cu ajutorul filtrului trece-sus  $C_3P_4R_4$  și al amplificatorului operațional tampon  $A_4$ . Registru de ieșire al frecvențelor înalte se obține printr-o manevră corespunzătoare a cursorului potențiometrului  $P_4$ .

În ambele cazuri, potențiometrul  $P_6$  controlează suma reacțiilor negative aplicate amplificatorului operațional  $A_2$ .

În acest fel se reglează nivelul profunzimii corecțiilor.

În figura VII.22 se prezintă caracteristicile de ieșire ale egalizorului pentru un registru constant și o profunzime a corecțiilor construită. În figura VII.23 se prezintă caracteristicile de ieșire ale egalizorului pentru un registru constant și o profunzime variabilă a corecțiilor.

În figura VII.24 se prezintă caracteristicile de ieșire ale egalizorului pentru

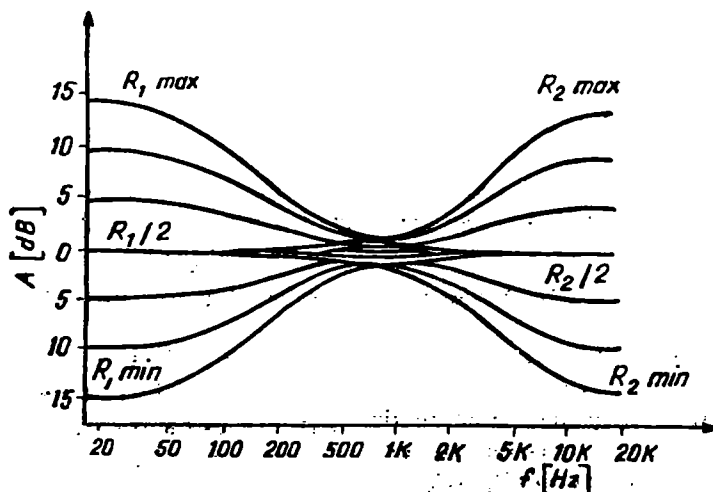


Fig. VII.22. Atenuare egalizorului. Registru constant și profunzime constantă.

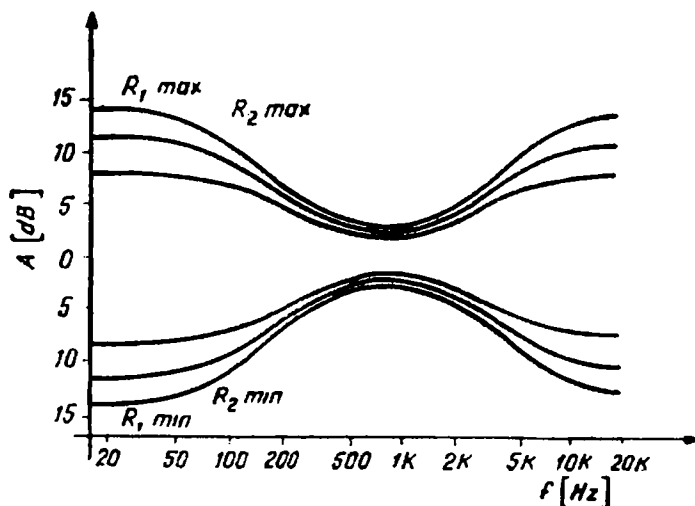


Fig. VII.23. Atenuarea egalizorului. Registru constant și profunzime variabilă.

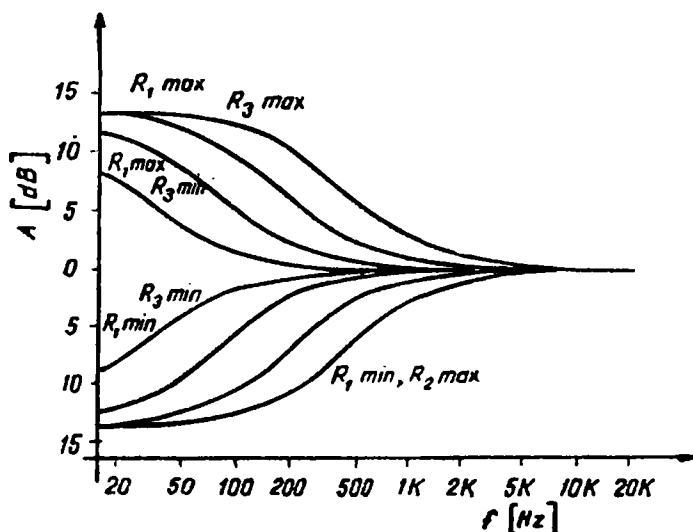


Fig. VII.24. Atenuarea egalizorului. Registru variabil.

profunzime constantă, registru variabil și răspuns liniar la frecvențe înalte.

În cele trei diagrame funcționale sînt date și valorile, maxime sau minime, ale potențimetrelor  $P_1$ — $P_6$ , din punct de vedere al acționării, corelat cu indicațiile menționate în fig. VII.21.

Pentru realizarea practică a montajului se vor folosi componente de bună calitate, sortate în clasa de precizie 2%. Ca amplificatoare operaționale se folosesc circuite de tip  $\beta A 741$  și ROB 740.





două etaje și dintr-un redresor. În compunerea primelor două celule ale filtrelor intră condensatoarele  $C_3, C_4$  și rezistorul  $R_7$ , împreună cu rezistența de intrare a tranzistorului  $T_2$ . Atenuarea în jurul frecvenței de 2 kHz este de ordinul 12 dB/octavă. Frecvența de tăiere a filtrului este de circa 4,5 kHz. Amplificarea în tensiune a tranzistorului  $T_2$  este 10 dB.

A treia celulă a filtrului este formată din rezistorul  $R_{10}$ , condensatorul  $C_5$  și rezistența de intrare a etajului care conține tranzistorul  $T_3$ . Atenuarea generală a filtrului este circa 18 dB/octavă.

De pe colectorul tranzistorului  $T_2$ , semnalul se aplică la intrarea amplificatorului cu două etaje, realizat cu tranzistorii  $T_2$  și  $T_4$ . Amplificatorul prezintă o buclă de reacție negativă, a cărei tensiune se ia din emitorul tranzistorului  $T_4$  prin intermediul diodelor  $D_1$  și  $D_2$ , și se aplică prin intermediul condensatorului  $C_6$  în baza tranzistorului  $T_3$ . Această reacție negativă limitează amplitudinea tensiunii pe emitorul tranzistorului  $T_4$  la valoarea 0,6 V, ceea ce coincide cu tensiunea de deschidere a diodelor  $D_5, D_6$ .

Dacă nu ar exista această limitare, tensiunea de încărcare a condensatorilor  $C_9$  și  $C_{10}$  ar fi depins de mărimea semnalului pe emitorul tranzistorului  $T_4$ , fapt care ar fi împiedicat funcționarea normală a DNL-ului. Amplificarea în tensiune a etajului care conține tranzistorul  $T_3$ , trebuie să fie 26 dB fapt care implică alegerea tranzistorului  $T_4$  cu  $h_{21E} = 400...450$ .

Modificarea rezistorului  $R_{12}$  nu este indicată, deoarece prin acest lucru se modifică rezistența de intrare a etajului, deci caracteristica de frecvență a întregului filtru. Amplificarea în tensiune a tranzistorului  $T_4$  este circa 15 dB.

Modul de funcționare al blocului de prelucrare suplimentară al semnalului rezultă imediat din analizarea funcționării grupului de diode al redresorului.

În momentul apariției unui semnal audio care conține un spectru suficient al frecvențelor înalte, condensatorii  $C_9$  și  $C_{10}$  se încarcă prin diodele  $D_3-D_4$  ale redresorului. Când tensiunea pe diagonala punții atinge 0,6 V, diodele  $D_5-D_6$  se deschid și semnalul care intră prin rezistorul  $R_{12}$  trece la masă prin condensatorii  $C_9, C_{10}$ . Ca rezultat, semnalul din colectorul lui  $T_1$  va trece prin  $C_2$  și  $R_{22}$  în baza tranzistorului  $T_5$  care funcționează ca repetor pe emitor, și din emitorul tranzistorului  $T_5$  la ieșirea DNL-ului, fără nici-o modificare.

În pauze, tensiunea de zgomot este insuficientă pentru a încărca condensatoarele  $C_9$  și  $C_{10}$ , până la tensiunea de deschidere a diodelor  $D_5-D_6$ . Ca urmare a acestui fapt, tensiunea de zgomot, prin rezistoarele  $R_{15}-R_{18}$  și condensatorul  $C_{11}$  se aplică în baza tranzistorului  $T_5$ . Tot aici apare și tensiunea de zgomot transmisă pe calea directă prin condensatorul  $C_8$  și rezistorul  $R_{22}$ . Datorită faptului că cele două tensiuni se află în opoziție de fază, ele se anulează reciproc și nu ajung la ieșirea DNL-ului. Pentru o anulare totală se egalează nivelul acestor tensiuni cu ajutorul rezistorului  $R_{22}$ . Prezența re-

petorului pe emitor din partea finală a DNL-ului este absolut necesară pentru funcționarea normală a etajelor prezentate anterior, pentru adaptarea corectă dintre ieșirea DNL-ului și intrarea amplificatorului final de putere.

Alimentarea montajului se va face de la o sursă de tensiune stabilizată și bine filtrată. În funcție de valoarea tensiunii de alimentare disponibilă și cunoscând consumul montajului se va dimensiona rezistența  $R_{23}$ , alegând un curent corespunzător prin dioda Zeener  $D_7$ .

Pentru realizarea practică a DNL-ului se va realiza un cablaj imprimat îngrijit, cu legături cât mai scurte și evitarea categorică de formare a buclei de masă. Componentele vor fi de bună calitate. Se preferă utilizarea rezistoarelor cu peliculă metalică, a condensatorilor cu tantal, iar tranzistorii folosiți, de tipul BC 109 C, BC 173 C se vor alege cu un zgomot propriu minim.

Diodele  $D_1$ - $D_2$  și  $D_3$ - $D_4$  și  $D_5$ - $D_6$  vor avea caracteristici de funcționare identice.

După realizarea practică a montajului, acesta se alimentează de la sursa de tensiune a aparatului (casetofon, magnetofon, amplificator audio) la care se montează DNL-ul, și se verifică punctele statice de funcționare a etajelor, menționate în tabelul din figura VII.25. Tensiunile se vor măsura cu un voltmetru electronic cu o impedanță minimă de intrare 1 M $\Omega$ .

După verificarea tensiunilor, se întreruiește DNL-ul în lanțul audio, între etajul corector de ton și amplificatorul final, și se efectuează reglajul

dinamic pentru reducerea zgomotului de fond. Pentru acest lucru se pleacă din poziția  $R_1$  cu cursorul la masă și  $R_{23}$  cu cursorul la mijloc. Se conectează la ieșirea amplificatorului final un osciloscop pentru vizualizarea semnalului final pe difuzor.

Se conectează volumul amplificatorului la maxim. În lipsa DNL-ului, se va auzi în difuzor un fișit puternic, iar semnalul vizualizat cu ajutorul osciloscopului va avea forma din figura VII.26 a. Se crește treptat tensiunea la intrarea DNL-ului, până când se obține diagrama din figura VII.26 b. Apoi se ajustează valoarea rezistenței  $R_{22}$  până când zgomotul de fond

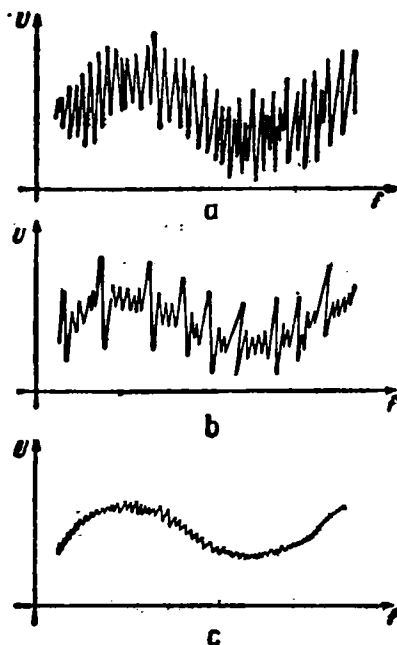


Fig. VII.26. Reglarea DNL-ului; a — semnal audio în lipsa DNL-ului, b — semnal audio cu DNL-ul conectat în montaj (nereglat), c — semnal audio cu DNL-ul reglat.

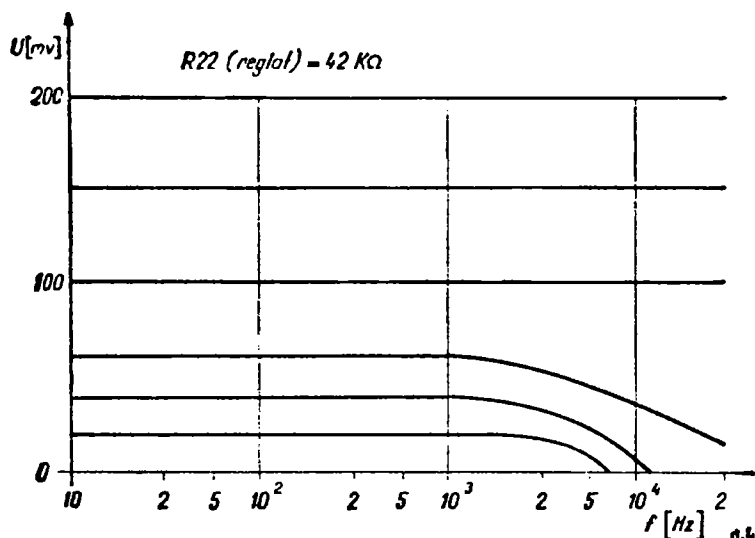


Fig. VII.27. Atenuarea introdusă de DNL în funcție de nivelul semnalului.

dispare complet (fig. VII.26 c). În cazul folosirii DNL-ului la casetofon sau magnetofon, reglajele sus-menționate se efectuează cu o bandă magnetică neînregistrată, care se derulează pe poziția „REDARE”. Atenuarea introdusă de DNL, funcție de nivelul semnalului este menționată în fig.

VII.27. Este indicată folosirea unui comutator pentru intercalarea după dorință a DNL-ului în lanțul audio folosindu-se varianta de cablaj menționată în fig. VII.28.

În final, DNL-ul se va ecrana cu tablă de fier de grosime minimă 1 mm și se va amplasa în interiorul monta-

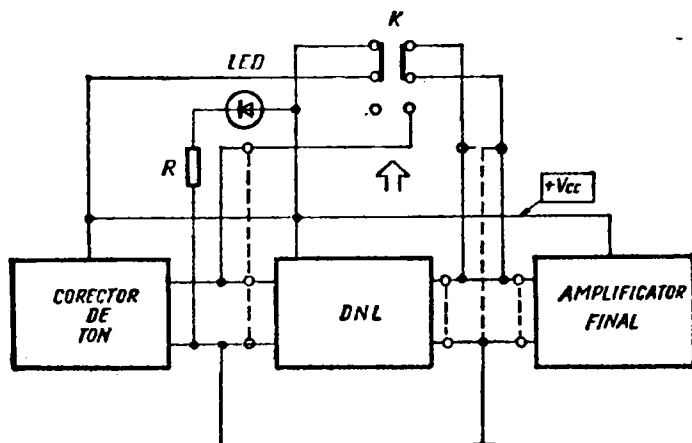


Fig. VII.28. Montarea DNL-ului în lanțul audio.

jului cit mai departe de sursele de zgomot (transformator de rețea, motor de antrenare a benzii etc.). Legăturile electrice pentru transmiterea semnalului de audiofrecvență pe traseul corector de ton — DNL — amplificatorul final se realizează cu cablu ecranat. Montajul se poate realiza și în varianta stereo, reglajele sus menționate făcându-se separat pentru fiecare canal. (E.M.)

### 13. FILTRU DINAMIC PENTRU LIMITAREA ZGOMOTULUI DE FOND (NFD)

Filtrul NFD reprezintă un accesoriu întâlnit destul de des în componența unui amplificator de audiofrecvență din categoria HI-FI. Denumirea provine de la inițialele cuvintelor „Noise Filter Dynamic” (filtru dinamic pentru limitarea zgomotului de fond). Principiul de funcționare constă în limi-

tarca semnalelor de audiofrecvență de nivel mic și spectrul de frecvențe situat în banda frecvențelor medii înalte. În acest fel, zgomotul de fond, situat în această regiune a benzii de audiofrecvență (2 kHz, 14 kHz) este eliminat. Ansamblul blocurilor funcțional este prezentat în figura VII.29. Se observă că NFD-ul este realizat pentru un semnal de audiofrecvență stereo, deoarece astăzi nu se mai poate concepe un sistem HI-FI de audiere a informației programului sonor transmisă pe un singur canal. Se menționează că NFD-ul funcționează foarte bine și pentru un semnal de audiofrecvență mono. Analizând schema blocurilor funcționale, se observă că cele două semnale ale celor două canale informaționale *S* și *D* se aplică simultan blocurilor de prelucrare *BPS* și *BPD* și unui bloc sumator *BΣ*. După ce se efectuează însumarea celor două semnale *S* și *D* (acest lucru nu afectează separarea completă a semnalelor *S* și

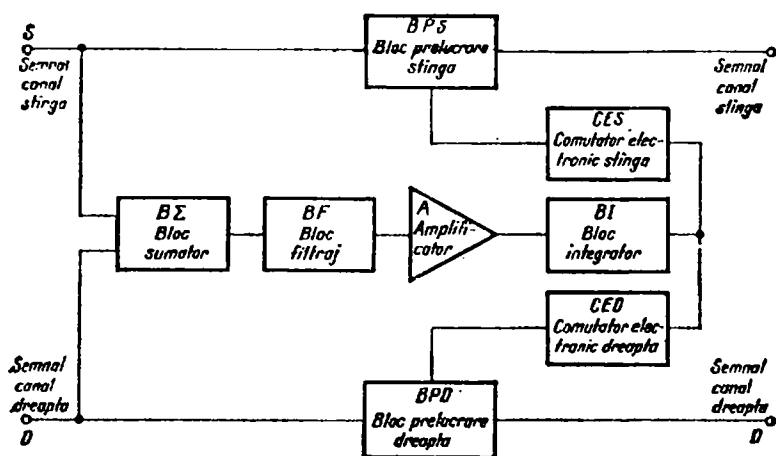


Fig. VII.29. Schema interconectării blocurilor funcționale ale NFD-ului.

$D$  aplicate blocurilor  $BPS$  și  $BPD$ ) ele sînt aplicate unui bloc de filtraj,  $BF$ . Acesta are rolul de a lăsa să treacă numai semnalele de frecvențe medii înalte, eliminînd complet spectrul frecvențelor joase. Ulterior semnalul rezultat este aplicat blocului redresor  $BR$  și apoi, blocului integrator,  $BI$ . În final se obține o tensiune continuă care, funcție de nivelul său, acționează sau nu comutatoarele electronice aflate în blocurile  $BCE$ . Comutatoarele electronice au rolul de a introduce sau nu în circuitul de reacție negativă aflat în fiecare bloc  $BPS$  și  $BPD$  bucla de reacție care limitează spectrul frecvențelor medii-înalte. Astfel, dacă tensiunea continuă obținută din integratorul  $ER$  nu are un anumit nivel, comutatorul electronic rămîne blocat, iar bucla de reacție negativă din blocurile  $BPS$  și  $BPD$  acționează, limitînd spectrul frecvențelor medii-înalte (pînă la eliminarea lor completă, dacă nivelul semnalului audio inițial este comparabil cu nivelul zgomotului de fond). Dacă, tensiunea continuă depășește nivelul prestabilit, comutatorul electronic se deschide, bucla de reacție negativă este scoasă din circuit (pusă la masă), iar banda de audiofrecvență rămîne nemodificată.

Schema electrică a NFD-ului este prezentată în fig. VII.30. Semnalele de audiofrecvență  $S$  și  $D$  se aplică simultan etajelor identice care conțin tranzistoarele  $T_1$  și  $T'_1$  prin intermediul grupului  $R_3C_1$ , și respectiv  $R'_3C'_1$ . Simultan semnalele  $S$  și  $D$  se aplică blocului sumator amplificator, care conține tranzistoarele  $T_2$  și  $T'_2$ . Nivelul semnalului sumă  $S + D$  este reglat cu

potențiometrul semireglabil  $R_2$ . Banda de trecere a semnalului  $S + D$  este limitată inferior de filtrul trece-sus  $C_3R_{12}$ , care are rolul de a lăsa să treacă în continuare numai semnalele  $S + D$  de frecvențe medii-înalte. Semnalul  $S + D$  amplificat de tranzistoarele  $T_2$  și  $T'_2$  este redresat de către redresorul cu dublare de tensiune  $C_5D_3D_4C_{11}$ , iar la bornele condensatoarelor  $C_6$  și  $C'_6$  se obține o tensiune continuă. Această tensiune continuă va acționa comutatoarele electronice formate din grupurile  $D_1D_2R_9$  și  $D'_1D'_2R'_9$ , funcție de nivelul ei. Imediat ce tensiunea continuă depășește valoarea de 1,2 V la bornele condensatorului  $C_6$  și  $C'_6$ , diodele  $D_1$  și  $D_2$  (respectiv  $D'_1$  și  $D'_2$ ) se deschid, iar bucla de reacție negativă  $C_3R_6C_4$  (respectiv  $C'_3R'_6C'_4$ ) este pusă la masă prin intermediul grupului  $C_4R_8$  (și  $C'_4R'_8$ ). Acest lucru permite ca banda de audiofrecvență să rămînă nemodificată, deoarece în cazul cînd diodele  $D_1$  și  $D_2$  sînt blocate, bucla de reacție negativă  $C_3R_6R_4$  limitează trecerea frecvențelor medii-înalte spre ieșirea etajului (lucrurile se petrec similar pentru cele două canale  $S$  și  $D$ ). Diodele  $D_1$  și  $D'_1$  au fost prevăzute pentru a elimina influența reciprocă dintre blocurile  $BPS$  și  $BPD$ . Rezistențele  $R_9$  și  $R'_9$  s-au prevăzut pentru liniarizarea funcționării comutatorului electronic (atunci cînd  $D_2$  și  $D'_2$  sînt blocate). Grupul  $R_{17}D_6D_6C_7$  asigură obținerea unei tensiuni continue stabilizate și filtrate pentru alimentarea NFD-ului. Deoarece consumul total al NFD-ului este mic (circa 50 mA), acest lucru nu afectează consumul ener-

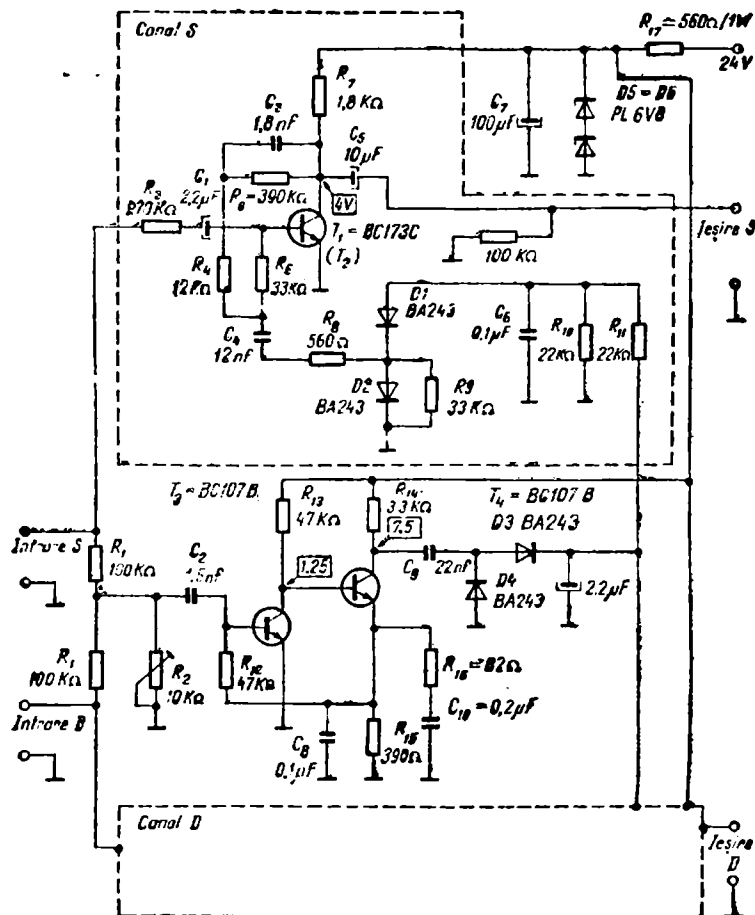


Fig. VII.30. Schema electrică a NFD-ului

getic total al ansamblului electroacustic în care NFD-ul este montat.

Montajul se realizează pe o plăcuță de sticlostratitex placat cu folie de cupru. Se vor folosi componente electronice de bună calitate (rezistențe tip RPM, condensatori cu tantal sau multistrat etc.)

*Reglajul și punerea în funcțiune.*

Se montează componentele electronice active și pasive pe placa de cablaj imprimat, cu grijă, orice eroare ducând la cel puțin nefuncționarea montajului.

Se alimentează montajul cu o tensiune continuă de 24 V și se măsoară valorile tensiunilor continue în punctele indicate pe schema electrică. Dacă tensiunile măsurate în colectoriile tranzistoarelor  $T_1$  și  $T'_1$  diferă de valorile indicate, se modifică în limite restrânse valorile rezistențelor  $R_7$  și  $R_8$  ( $R'_8$  și  $R'_7$ ) pentru stabilirea corectă al punctului static de funcționare (pentru evitarea distorsionării semnalului S și D). După măsurătorile anterioare se intercalează montajul în lanțul de audio-

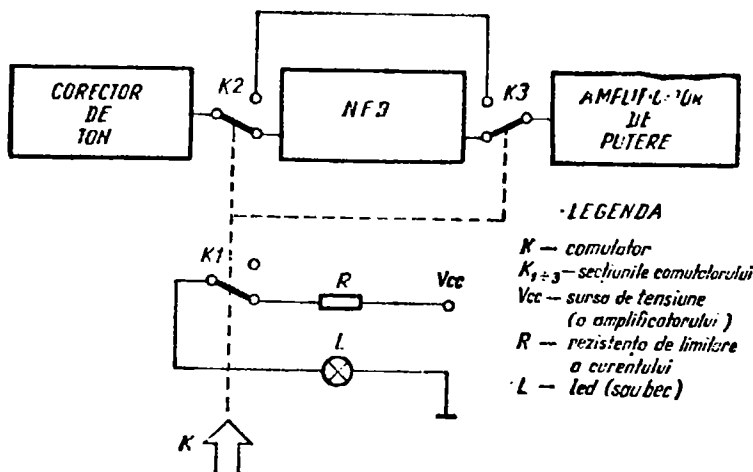


Fig. VII.31. Intercalarea NFD-ului în lanțul electroacustic.

frecvență, în conformitate cu fig. VII.31. În cazul folosirii montajului într-un magnetofon:

— se aduce  $R_2$  la „punctul cald” (se ștrapează complet),

— se acționează magnetofonul pe poziția redare folosind o bandă neînregistrată; se va auzi în difuzoare un fișit;

— se acționează cu grijă cursorul semireglabil  $R_2$  pînă cînd fișitul dispăre.

În cazul folosirii montajului într-un aparat de radio:

— se aduce  $R_2$  la „punctul cald” (se ștrapează complet);

— se comută radioul pe poziția UUS;

— se mărește volumul fără a recepționa vreun post; în difuzoare se va auzi un fișit;

— se acționează cu grijă cursorul semireglabilului  $R_2$  pînă cînd fișitul dispăre.

Diferența între performanțele vechi și noile performanțe ale complexului electroacustic va fi sesizabilă. (E.M.)

#### 14. REDUCĂTOR DE ZGOMOT

Montajul prezentat în figura VII.32 face parte din categoria limitatoarelor dinamice de zgomot. Principiul de funcționare constă în reducerea benzii de trecere a semnalului de audiofrecvență de nivel mic prin eliminarea spectrului de frecvență situat în intervalul 3 kHz—18 kHz. Acest lucru se face prin însumarea a două semnale situate în acest interval, de același nivel, dar aflate în opoziție de fază. În acest mod zgomotul de fond, care este situat tocmai în acest interval al benzii de audiofrecvență este eliminat.

Semnalul de audiofrecvență se aplică etajului de intrare, care include tranzistorul  $T_1$ . Polarizarea lui este asigurată de grupul  $R_2K_3$ . Condensatorul  $C_2$



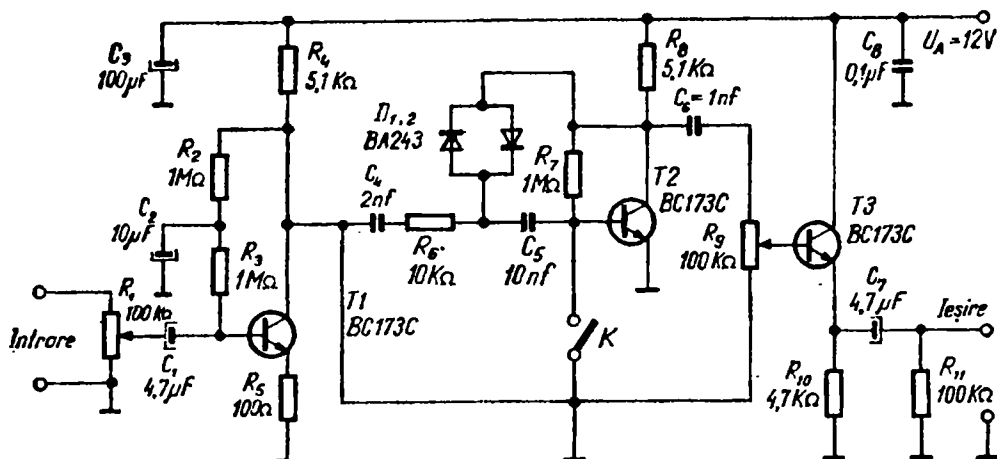


Fig. VII.32. Reducătorul de zgomot.

evită aplicarea unei reacții negative etajului de intrare și în același timp filtrează suplimentar tensiunea necesară polarizării acestuia. Din colectorul tranzistorului  $T_1$  semnalul este aplicat simultan etajului repetor pe emitor care conține tranzistorul  $T_3$  și etajului amplificator de tensiune care conține tranzistorul  $T_2$ . Acesta preia doar spectrul de frecvență mai mare de 6 kHz datorită grupului de filtraj  $C_4 R_6 C_5 - R_7 - T_2$ . Prin intermediul condensatorului  $C_6$ , semnalul prelucrat de frecvență înaltă este aplicat, de asemenea, în baza tranzistorului  $T_3$ . Tranzistorul  $T_2$  însă a efectuat defazarea semnalului de frecvență înaltă ( $> 3$  kHz) deci printr-un reglaj convenabil al însumării celor două semnale (modificând poziția cursorului potențiometrului semireglabil  $R_9$ ) semnalele de nivel mic și cu spectrul de frecvență  $> 3$  kHz se elimină complet. Grupul de diode  $D_1 D_2$  au rolul de a scoate din funcțiune (prin limitare) etajul care conține tranzistorul  $T_2$ , deoarece

semnalele de nivel mare și frecvență înaltă trebuie să rămână nemodificate.

Reducătorul de zgomot se poate scoate din funcțiune după dorință, prin închiderea comutatorului  $K$ , deoarece acesta blochează funcționarea tranzistorului  $T_2$ . Eficiența montajului constă în reducerea zgomotului de fond cu circa 8–10 dB, fapt evidențiat cu prisosință practic. (E.M.)

## 15. LIMITATOR DINAMIC DE ZGOMOT CU CIRCUITE INTEGRATE

Limitatorul de zgomot prezentat în figura VII.33 este destinat funcționării într-un magnetofon sau casetofon care nu a fost prevăzut inițial cu alte modalități de reducere a zgomotului de fond. Posibilitatea de funcționare la diverse tensiuni de alimentare, consumul redus al montajului și simplitatea realizării sale practice reprezintă avantaje imediate care vor atrage atenția

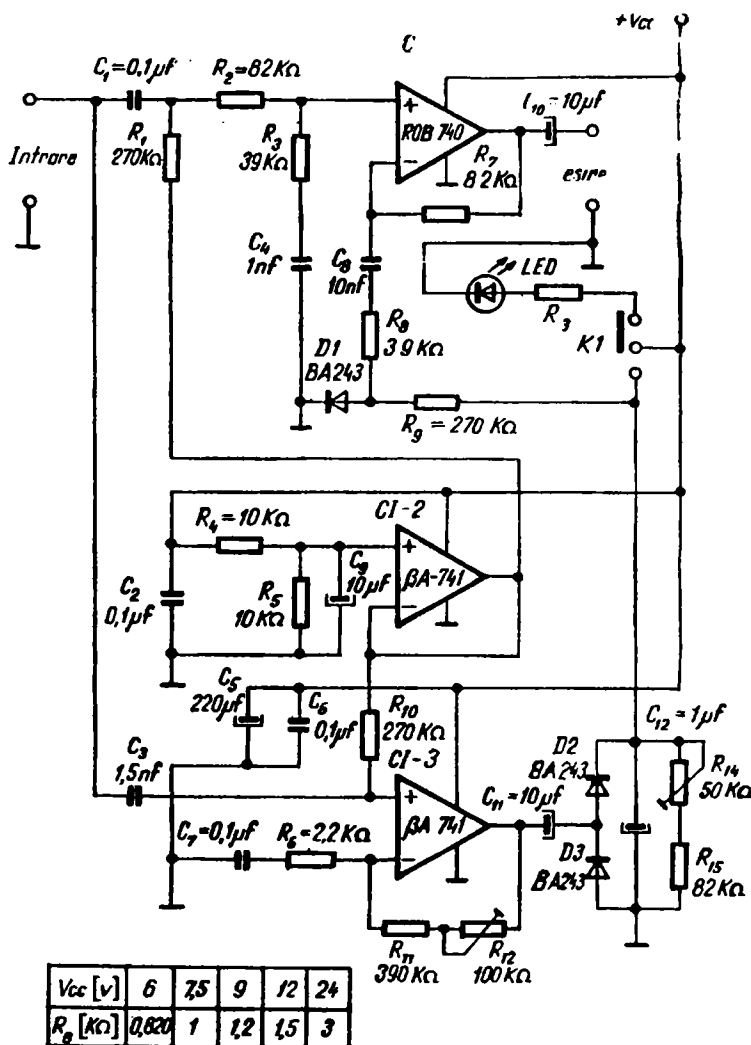


Fig. VII.33. Schema electrică a limitatorului dinamic de zgomot.

constructorului amator de audiții HI-FI.

Schema electrică este realizată cu circuite integrate, de tip  $\beta$  A 741 și ROB 740. Acest lucru oferă montajului o mare stabilitate a parametrilor electrici la variațiile condițiilor de funcționare, în special temperatura mediului ambiant și posibilele variații

ale tensiunii de alimentare. De asemenea, montajul prezintă o fiabilitate ridicată în exploatare.

Principiul de funcționare al limitatorului de zgomot (LDZ) rezultă din necesitatea de anulare a zgomotului de fond, care conține un spectru de frecvențe cuprins între 4...10 kHz și are un nivel mic (1...10 mV) în compa-

rație cu nivelul semnalului audio util (100...200 mV).

Deci, atunci când semnalul audio aplicat la intrarea LDZ-ului va conține un spectru suficient al frecvențelor audio medii-înalte, de un nivel mare, va trece nemodificat spre amplificatorul final. În pauze sau atunci când semnalul util are un nivel mic, cu spectru sărac în frecvențe medii-înalte, LDZ-ul va introduce o atenuare în banda de frecvențe 4...10 kHz, realizând rejecția completă a zgomotului de fond.

Semnalul audio util se aplică la intrarea montajului, pe intrarea neînversoare a circuitului integrat CI-3 prin intermediul condensatorului  $C_9$  și simultan pe intrarea neînversoare a circuitului integrat CI-1, prin intermediul condensatorului  $C_1$  și al filtrului  $R_2R_3C_4$ . Parametrii buclei de reacție negativă  $R_7C_8R_6$  sînt astfel calculați încît atunci când dioda  $D_1$  se află în conducție, amplificarea circuitului integrat CI-1 este liniară în toată banda de frecvențe audio, iar semnalul util apare nemodificat la ieșirea LDZ-ului. Atunci când dioda  $D_1$  nu se află în conducție, datorită filtrului  $R_2R_3C_4$  de tip trece-jos și a buclei de reacție negativă care și-a modificat parametrii, circuitul integrat CI-1 introduce în banda de frecvențe cu spectrul cuprins între 4...10 kHz o atenuare de 10 dB. Deci conducția diodei  $D_1$  condiționează prelucrarea sau nu a semnalului audio util. Dioda  $D_1$  se va afla în stare de conducție atunci când tensiunea la bornele condensatorului  $C_{12}$  va fi suficientă pentru asigurarea acestui lucru. Dioda  $D_1$  poate fi determinată să

între în conducție acționînd comutatorul  $K_1$ , atunci când nu se dorește intercalarea LDZ-ului în lanțul audio.

Condensatorul  $C_{12}$  va asigura deschiderea diodei  $D_1$  atunci când va fi încărcat la o tensiune care să permită apariția tensiunii de deschidere de 0,6 V la bornele acesteia. Pentru acest lucru să urmărim funcționarea circuitului integrat CI-3.

Semnalul audio se aplică la intrarea neînversoare a circuitului integrat CI-3 prin intermediul condensatorului  $C_9$ , de valoare astfel aleasă încît să faciliteze trecerea spectrului frecvențelor medii-înalte. Acest lucru este accentuat de alegerea corespunzătoare a valorii condensatorului  $C_7$ , aflat în bucla de reacție negativă a circuitului integrat CI-3. Atunci când semnalul audio prezintă un spectru al frecvențelor înalte ridicat, de un nivel suficient de mare, la ieșirea circuitului integrat CI-3 vom obține o tensiune alternativă care se aplică prin intermediul condensatorului  $C_{11}$  redresorului cu dublare de tensiune format din grupul  $D_2D_3C_{12}$ . Deci la bornele condensatorului  $C_{12}$  vom obține o tensiune continuă proporțională cu amplitudinea semnalului audio util care conține spectrul de frecvențe medii-înalte.

O parte din această tensiune continuă va polariza direct dioda  $D_1$ , care se va deschide la atingerea valorii de 0,6 V. În concluzie, blocul funcțional care conține circuitul integrat CI-3 are rolul de a realiza deschiderea sau nu a diodei  $D_1$ , deci intercalarea sau nu a LDZ-ului în lanțul audio.

Circuitul integrat CI-2 are rolul de a asigura polarizarea automată a cir-

cuitelor integrate *CI-1* și *CI-3*, indiferent de variațiile posibile ale tensiunii de alimentare  $V_{cc}$ .

Rezistența  $R_{13}$  se va alege din tabelul alăturat schemei, funcție de tensiunea de alimentare  $V_{cc}$ . Montajul se realizează pe o plăcuță de sticlostratiled placat cu folie de cupru, în mod îngrijit, folosind componente pasive de bună calitate. Se recomandă utilizarea rezistențelor cu peliculă metalică și a condensatorilor cu tantal. Dioda  $D_1$  va avea o pantă cât mai abruptă (diodă de comutație), iar diodele  $D_2$  și  $D_3$  vor avea caracteristici electrice identice. Cablajul imprimat se realizează cu trasee cât mai scurte, evitându-se apariția buclei de masă. Traseele de alimentare vor avea grosimea de cel puțin 3 mm. Funcțional, montajul se intercalează între etajul corector de ton și amplificatorul final al ansamblului electroacustic. Legăturile între etajul corector de ton — LDZ — amplificator se vor executa cu cablu ecranat.

*Reglaje și punerea în funcțiune.* Se alimentează montajul cu tensiunea  $V_{cc}$ , se comută întrerupătorul  $K_1$  pe poziția „funcționare LDZ” și se observă iluminarea diodei LED. Se pune o bandă (casetă) neimprimată și se acționează

clapeta „REDARE” a magnetofonului (casetofonului). Se acționează potențiometrul de volum spre poziția „maxim” și se aude în difuzor un fișit puternic.

Se pornește cu reglajul LDZ-ului din poziția  $R_{12}$  min.,  $R_{14}$  min. și se mărește treptat  $R_{12}$  și concomitent  $R_{14}$  pînă la dispariția totală a zgomotului de fond.

Se înlocuiește banda (casetă) neimprimată cu una imprimată și dacă în pauzele dintre pasaje muzicale mai apare un mic zgomot de fond, acesta se elimină mărind puțin valoarea lui  $R_{14}$ .

După aceste reglaje, montajul se ecranează cu tablă de fier de grosime minimă 1 mm și se montează în magnetofon cât mai departe de sursele electrice de zgomot (motor, transformator de rețea etc.).

Se decupează în panoul frontal al magnetofonului două orificii, pentru LED și pentru comutatorul de cuplare  $K_1$  al DZ-ului și apoi se fixează elementele sus-menționate.

Realizat și montat, LDZ-ul va îmbunătăți sensibil performanțele magnetofonului (casetofonului), adus prin această completare la nivelul unui aparat compatibil cu cerințele tehnicii moderne. (E.M.)

# CAPITOLUL VIII

## DESPRE MĂSURĂTORI, VERIFICĂRI ȘI INSTRUMENTE DE MĂSURĂ

### 1. INDICATOR AL PREZENȚEI TENSIUNII DE REȚEA

La toate aparatele electroacustice care folosesc tensiunea rețelei este necesar ca o dată cu alimentarea cu energie electrică să se aprindă și o lampă de control care semnalizează acest lucru. În general se folosesc becuri cu incandescență, cu un consum mic de curent, alimentate la o tensiune redusă prin intermediul unui transformator de cuplaj. Nu se pot cupla direct la rețea becurile cu incandescență deoarece puterea disipată implică o încălzire nedorită în incinta unui aparat electroacustic. Unele firme folosesc lămpi cu descărcări în gaze (cunoscute impropriu sub numele de becuri cu neon), care au o putere mică și nu se încălzesc. Neajunsul acestui sistem îl constituie durata de viață relativ redusă. Pentru realizarea unei semnalizări comode și eficiente a prezenței tensiunii de rețea propun utilizarea schemei electrice din fig. VIII.1. Se observă folosirea unei diode electroluminescente LED, care consumă un curent redus și nu se încălzește, deoarece puterea disipată este foarte mică.

Condensatorul  $C_1$  realizează o impedanță reactivă, care limitează curentul

prin LED și care nu se încălzește (consum de putere reactivă). Dioda  $D_1$  are rolul de a împiedica aplicarea unei tensiuni inverse pe LED mai mare de 0,6 V (în cazul polarizării inverse cu semialternanța negativă a tensiunii de rețea, LED-ul se distruge) deci atenție la realizarea practică a montajului. Rezistența  $R_1$  limitează curentul prin LED în timpul regimului tranzitoriu care apare la conectarea sistemului la rețea.

Montajul realizat practic ocupă loc foarte puțin, nu disipă căldură și se poate adapta comod la orice aparat alimentat la rețea. (E.M.)

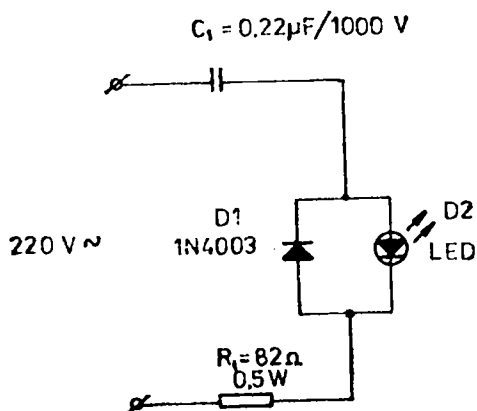


Fig. VIII.1. Indicator al prezenței tensiunii de rețea.

## 2. VERIFICAREA SURSELOR DE ALIMENTARE

Sursele de alimentare pentru montajele construite de amatori pot fi baterii electrochimice sau alimentatoare de la rețeaua de curent alternativ.

Bateriile se verifică, în primul rând, măsurându-le tensiunea la borne când acestea nu sînt conectate în circuit, apoi trebuie măsurată tensiunea când bateriile sînt conectate la un consumator.

Dacă în ambele cazuri tensiunea se menține la valoarea nominală înseamnă că bateriile pot fi utilizate. Când sînt montate mai multe baterii în serie, cum este cazul alimentării unor radio-receptoare, trebuie verificate pe rînd toate bateriile, fiindcă este suficient ca o singură baterie să fie defectă și întregul sistem este compromis.

Dacă alimentarea cu energie electrică se face dintr-un alimentator conectat la rețea, verificarea este mai complicată. Prima măsurătoare este a tensiunii de ieșire; dacă aceasta are valoarea normală, alte măsurători nu mai sînt necesare. În caz contrar se verifică pe rînd diverse puncte principale.

Verificarea începe cu punerea în evidență a tensiunii de rețea, apoi tensiunile pe transformator, puntea redresoare și bineînțeles elementele stabilizatorului electronic dacă acesta există.

În afara măsurărilor electrice se mai verifică dacă transformatorul nu se încălzește sau dacă tranzistorul sau tranzistoarele nu se încălzesc (eventual rezistoarele). (I.M.)

## 3. MĂSURAREA CURENȚILOR

Instrumentul consacrat pentru măsurarea intensității curenților în curent continuu și în curent alternativ de joasă frecvență este *ampermetrul*. Pentru curent continuu acesta se compune dintr-un instrument indicator și rezistoare montate paralel, numite *șunturi*, a căror valoare ohmică este funcție de valoarea curentului ce urmează a fi măsurat. Caracteristica principală a ampermetrului este că el are rezistență proprie foarte mică și totdeauna se conectează în serie cu circuitul supus măsurătorii.

Măsurarea curenților se poate face și prin metode indirecte în care se pune în evidență efectul lor. Așa, de exemplu, de multe ori măsurînd cu un voltmetru căderea de tensiune la bornele unui rezistor cu valoarea rezistenței cunoscută, determinăm cu ușurință valoarea curentului ce străbate rezistorul. Metoda este folosită în cazul curenților cu frecvență mare unde prezența unui instrument serie perturbă funcționarea circuitului.

Curenții de joasă frecvență sînt înții redresați apoi aplicați ampermetrului de c.c. (I.M.)

## 4. MĂSURAREA COMPONENTELOR RLC

Rezistoarele, elemente de circuit cu comportare identică atît în curent alternativ cît și în curent continuu se pot măsura cu ohmmetrul, cu ajutorul unei punți de măsură sau prin metode indirecte.

Ohmmetrul se bazează pe faptul că prezența în plus a unui rezistor într-un circuit, diminuează valoarea curentului prin acel circuit. Cum ohmmetrul are o sursă proprie de tensiune, scara sa este gradată direct în ohmi funcție de diminuarea curentului în instrumentul indicator produsă de rezistorul supus măsurătorii.

Rezistoarele se măsoară și cu ajutorul punților, în special când se urmărește precizie sau când valoarea măsurată este destul de mică.

Bobinele (L) și capacitatoarele (C), elemente de circuit cu aplicabilitate în special în curent alternativ de joasă sau înaltă frecvență se măsoară cu ajutorul punților de înaltă frecvență, sau cu ajutorul unor circuite oscilante.

Astfel, dacă avem un capacitor de valoare cunoscută și o bobină a cărei valoare de inductanță dorim să o cunoaștem, construim cu aceste elemente un circuit oscilant. Cu ajutorul unui generator și a unui voltmetru deter-

minăm valoarea frecvenței de rezonanță a acestui circuit.

Cunoscând relația dintre frecvența de rezonanță și elementele circuitului,  $\omega^2 = (LC)^{-1}$ , se poate calcula valoarea inductanței bobinei. Același procedeu se folosește și pentru capacitatoare. Metoda se aplică în special la elementele bobinei și capacitatoare de valori mici, utilizate în circuite de radiofrecvență.

Există și instrumente special construite pentru măsurarea capacitoarelor, numite *capacitmetre*, și pentru măsurarea bobinelor, numite *inductanțmetre*.

Ambele se bazează fie pe metoda punții fie a circuitelor oscilante, fie a reactanței acestor elemente la o anumită frecvență. (I.M.).

## 5. OHMMETRU

Instrumentul prezentat în figura VIII.2 servește la măsurarea rezistențelor cu valori cuprinse între 10 M $\Omega$

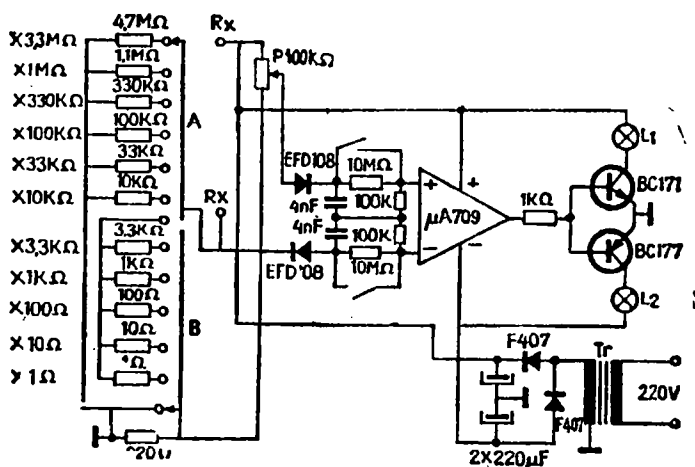


Fig. VIII.2. Ohmmetru.

și  $0,1 \Omega$ , precizia măsurătorii fiind bună, de aproximativ  $0,5\%$ .

Funcționarea se bazează pe principiul obișnuitei punți, în care două brațe sînt formate din rezistorul fix și rezistorul  $R_x$  a cărui valoare urmează a fi măsurată, iar două brațe sînt formate din potențiometrul  $P$ .

Ca să se asigure precizia măsurătorilor, aceasta se efectuează pe 11 game prin intermediul a două comutatoare.

Valorile tensiunilor din puncte sînt aplicate apoi unui circuit integrat  $\mu A 709$  (sau MAA 504, MAA 501). La ieșirea acestui circuit sînt cuplate două tranzistoare — unul  $n-p-n$  și altul  $p-n-p$  —, care au ca sarcină cîte un bec de  $24 V/40 \text{ mA}$ .

Cînd puntea este în dezechilibru, unul din becuri este aprins. Numai la echilibrul punții ambele becuri sînt stinse.

Alimentarea instrumentului se face cu tensiune de  $\pm 15 \text{ V}$ , obținută dintr-un transformator care în primar primește  $220 \text{ V}$ , iar în secundar  $10 \text{ V}$ . Consumul etajului nu depășește  $60 \text{ mA}$ . Se poate folosi și un transformator de sonerie.

Cînd se măsoară rezistențe mai mici de  $10 \text{ k}\Omega$  intră în acțiune comutatorul  $B$ , comutatorul  $A$  fiind pe ultimul plot. În această situație, intrarea circuitului integrat se face prin cele două rezistoare de  $10 \text{ M}\Omega$  (în caz contrar sînt scurtcircuitate).

După terminarea construcției ohmmetrului se face etalonarea. Această operație este destul de simplă. Se iau rezistoare a căror valoare este cunoscută și se montează la instrument, apoi

în jurul axului potențiometrului se trasează scale ale valorilor.

Se poate trasa și un grafic al valorilor dacă în jurul axului potențiometrului se marchează numai cîteva cifre.

Este recomandabil ca potențiometrul să fie cu variația liniară a rezistenței, iar utilizarea sa să se facă numai pentru  $\pm 50^\circ$  față de poziția mediană. (I.M.)

## 6. CAPACIMETRU

Capacimetrul prezentat în figura VIII.3 cu citire directă permite măsurarea precisă a capacităților cu valori mari ( $500 \text{ nF} \dots 50\,000 \mu\text{F}$ ).

Schema cuprinde două generatoare de curent constant (tranzistoarele  $T_1$  și  $T_2$ ), un etaj comparator (circuitul integrat  $CI_1$ ) și un etaj repetor (circuitul integrat  $CI_2$ ).

Diodele  $D_1$ ,  $D_2$ , tranzistorul  $T_1$  și rezistoarele  $R_0$ ,  $R_1$  formează un generator de curent constant.

În stare de repaus, comutatorul  $K_1$ , fiind în poziția „a”, șuntează condensatorul cu valoare necunoscută ( $C_x$ ) și condensatorul etalon ( $C_2$ ). Cu ajutorul divizorului  $R_3-R_4$ , pe intrarea neînversoare a amplificatorului operațional  $\beta A 741$  se aplică o tensiune de referință pozitivă ( $U_R$ ).

Intrarea inversoare fiind conectată prin rezistorul  $R_2$  la un potențial nul, circuitul integrat se află în stare de saturație, tensiunea pe ieșirea sa fiind de circa  $11,2 \text{ V}$ .

Tensiunile măsurate în baza și emitorul tranzistorului  $T_1$  sînt de circa



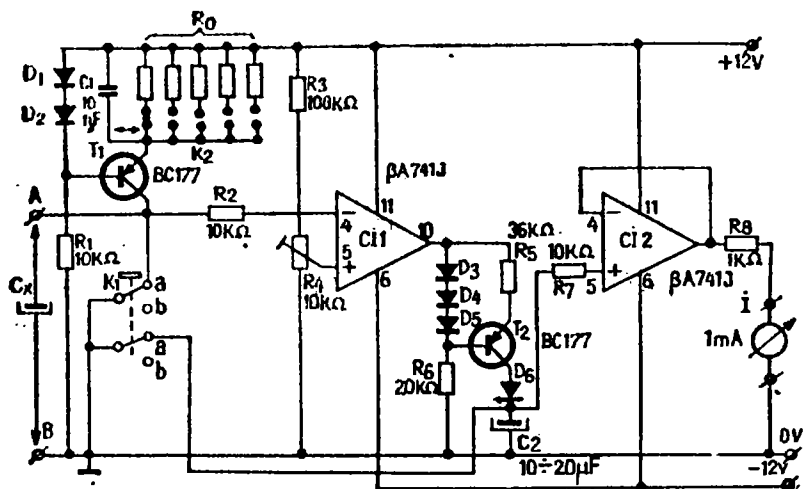


Fig. VIII.3. Capacimetru.

10,7 V și respectiv 11,2 V, iar în baza și emitorul tranzistorului  $T_2$  de circa 9,6 V și respectiv 10,2 V.

Diodele  $D_3, D_4, D_5$ , tranzistorul  $T_2$  și rezistoarele  $R_6$  și  $R_7$  formează un alt generator de curent constant.

În momentul acționării comutatorului  $K_1$  începe încărcarea condensatorilor  $C_x$  și  $C_2$  cu curenții  $I_1$  și respectiv  $I_2$ .

În momentul în care tensiunea pe condensatorul  $C_x$  depășește valoarea tensiunii de referință ( $U_R$ ), circuitul comparator își schimbă starea, tensiunea la ieșirea sa devine aproximativ — 9,9 V.

Curentul  $I_2$  încetează datorită blocării tranzistorului  $T_2$ .

Încărcarea condensatorului  $C_2$  durează pînă în momentul în care  $U_{C_x} = U_R$ .

Deci tensiunea de încărcare a condensatorului etalon  $C_2$  depinde liniar de mărimea condensatorului necunoscut  $C_x$ .

Schimbarea gamei de măsură se poate realiza modificînd doar valoarea curentului  $I_1$ , adică modificînd valoarea rezistoarelor  $R_0$ .

• Tensiunea de încărcare a condensatorului  $C_2$  se menține și după blocarea tranzistorului  $T_2$  datorită diodei  $D_6$ , care în acest moment se polarizează invers.

Etajul repetor de tensiune prezintă o impedanță mare de intrare și amplificarea unitară. Instrumentul electromagnetic măsoară, așadar, tensiunea maximă de încărcare a condensatorului  $C_2$ , care este proporțională cu valoarea condensatorului de măsurat.

Diodele utilizate sînt cu siliciu (F107, F407, 1N4007, 1N914 etc.).

Condensatorul etalon  $C_2$  trebuie să fie de bună calitate (de preferință cu tantal) și va avea o valoare cuprinsă între 10 și 20  $\mu\text{F}$ .

Subgamele de măsură se aleg cu comutatorul  $K_2$ . Pentru subgame avînd capetele de 1, 10, 100, 1000 și

10 000  $\mu\text{F}$ , valorile rezistoarelor  $R_0$  vor fi de 4,7 M $\Omega$ , 470 k $\Omega$ , 47 k $\Omega$ , 4,7 k $\Omega$  și 470  $\Omega$ . (I.M.)

## 7. FRECVENȚMETRU

Aparatul, a cărui schemă este prezentată în figura VIII.4, permite citirea frecvențelor cuprinse între 10 Hz și 10 MHz în 6 game. Etalonarea instrumentului de la 0 la 100 este suficientă pentru a citi și gamele superioare prin simpla multiplicare cu 10, 100 etc.

După cum se poate observa în figură, este vorba de o schemă cu două tranzistoare și două circuite integrate logice.

Pentru o funcționare corectă a montajului, semnalul trebuie amplificat pînă la limita de funcționare corectă a circuitului basculant monostabil.

Tranzistorul  $T_1$  nu amplifică, dar realizează o impedanță de intrare

mare (repetor). Rezistorul de 8,3 k $\Omega$  protejează intrarea amplificatorului în cazul unei tensiuni mai mari de 8—4 V. Pînă la amplitudinea de 8,9 V, semnalul este transmis în întregime la ieșirea primului etaj. Peste această valoare se deschide dioda Zener. De la ieșirea acestui etaj, semnalul este transmis unui amplificator cu o poartă SI-NU. Din potențiometrul  $P_1$  se reglează punctul static astfel încît acesta să fie plasat în mijlocul pantei caracteristicii de transfer.

Porțile  $I_1$  și  $I_2$  formează un trigger Schmitt. Potențiometrul  $P_2$  se reglează astfel încît frecvențmetrul să reacționeze la semnale de intrare cu amplitudinea cît mai mică.

Partea propriu-zisă de frecvențmetru este formată dintr-un circuit basculant monostabil de tip CDB 4121 E.

Fiecare front pozitiv al semnalului de intrare produce la ieșire un impuls avînd lățimea proporțională cu valoarea rezistenței și a capacității selec-

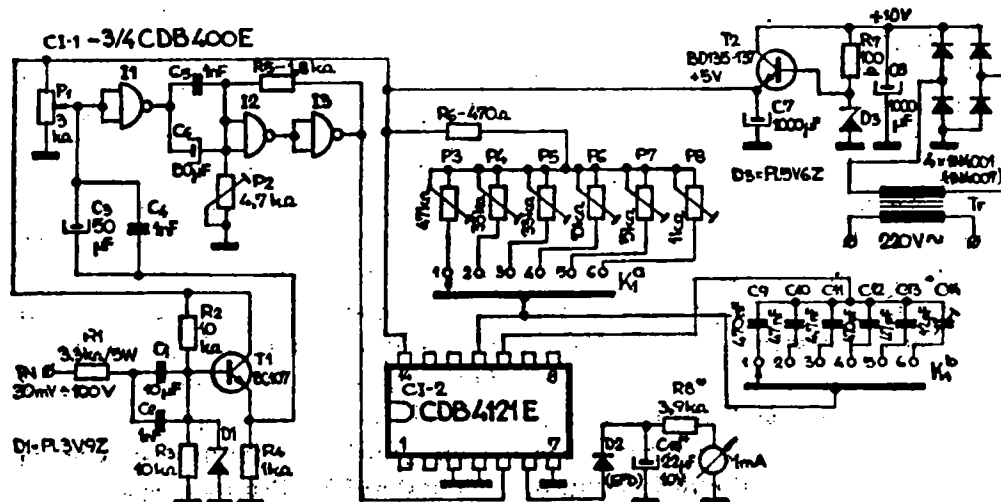


Fig. VIII.4. Frecvențmetru.

tate prin intermediul comutatorului. Potențiometrele semireglabile permit obținerea unei durate variabile pentru impuls. Din aceste potențiometre se reglează capătul de scală.

Semnalul de la ieșirea 6 este transmis prin dioda  $D_2$  circuitului de integrare. Valorile rezistenței și condensatorului sînt valabile pentru un instrument de 1 mA.

Alimentatorul utilizează numai un tranzistor. Transformatorul furnizează o tensiune de aproximativ 7 V (poate fi un transformator de sonerie).

Punerea în funcțiune și reglarea se fac cu ajutorul unui generator de semnale etalonat. Se scot capetele dinspre poarta I ale condensatoarelor  $C_5$  și  $C_6$ . Amîndouă se conectează la generator. Se fixează o frecvență de 100 Hz, cu o amplitudine de aproximativ 1 V<sub>eff</sub>. Comutatorul  $K_1$  se așază pe poziția 7. Se reglează  $P_3$  pe poziția cu valoarea minimă a rezistenței. Din  $P_2$  se caută un maxim al indicației instrumentului. Revenind, se reglează  $P_3$  astfel încît acul să indice cap de scală (100 Hz). Se comută generatorul pe 50 Hz. Instrumentul trebuie să indice 50. Dacă da, înseamnă că reglajul este bine făcut. În caz contrar, se acționează asupra valorii rezistenței  $R_8$ . Se revine apoi și se reface reglajul pentru gradația 100, după care se verifică din nou gradația 50. Cu aceasta s-a terminat reglajul pentru prima gamă. La gamele următoare etalonarea se face numai din potențiometrele semireglabile  $P_4$ - $P_8$ . Reglarea fiind terminată, se cuplează condensatoarele  $C_8$  și  $C$  la loc (în montaj). Acum se desfac

capetele lui  $C_3$  și  $C_4$  dinspre tranzistorul  $T_1$ . Amîndouă se cuplează la generator, de la care se preia un semnal cu amplitudinea (în jur) de 500 mV. Comutatorul frecvențmetrului se așază pe una din pozițiile 1—6. Prin rotirea potențiometrului  $P_1$  se obține indicația corespunzătoare frecvenței generatorului. Se micșorează nivelul semnalului pînă cînd acul instrumentului indică zero. Din nou se rotește din  $P_1$ , pînă se obține indicația anterioară. Se continuă cu micșorarea amplitudinii semnalului, pînă în momentul în care instrumentul ajunge la o stare de incertitudine și se marchează poziția potențiometrului. Acesta va fi punctul în care instrumentul va avea eficacitatea maximă cînd se măsoară frecvența semnalelor sinusoidale. Amplitudinea citită la generator în acest moment reprezintă sensibilitatea maximă a frecvențmetrului. Pentru alte forme de semnal cu amplitudinea apropiată de valoarea minimă pentru care frecvențmetrul măsoară corect, se va roti potențiometrul  $P_1$  pînă ce se va găsi plaja în care acul indică aceeași gradație. Se lipsesc condensatoarele la locul lor, iar generatorul se trece la intrare. Avînd fixată o valoare oarecare a frecvenței, se mărește amplitudinea semnalului pînă la 100 V. Indicația instrumentului trebuie să rămînă constantă. În caz contrar se reface reglajul potențiometrelor  $P_1$  și  $P_2$ .

Dacă pe scalele superioare (0,1—1 MHz, 1—10 MHz) timpul de răspuns este prea mare, se micșorează condensatorul  $C_{15}$  pînă la obținerea efectului dorit. (I.M.)

## 8. VERIFICAREA DIODELOR ȘI A TRANZISTOARELOR

Metoda rapidă și foarte des aplicată de constructorii amatori pentru verificarea diodelor de toate tipurile și a tranzistoarelor este măsurarea joncțiunilor cu ajutorul unui ohmmetru.

Atît diodele cît și tranzistoarele sînt construite din joncțiuni PN, care se caracterizează prin conductibilitatea unilaterală adică polarizate într-un sens prezintă o rezistență mică, iar în sens contrar o rezistență foarte mare.

Aplicînd o baterie de 4,5 V la o diodă redresoare serie cu un rezistor (de exemplu 1 k $\Omega$ ), dacă plusul bateriei este conectat la anod prin rezistor va circula un curent, iar la bornele sale se poate măsura o cădere de tensiune; prin conectarea minusului bateriei la anod dioda este blocată, iar prin circuit nu circulă curent.

Dacă inscripționarea de pe o diodă Zener este ștearsă, și vrem să aflăm ce tensiune stabilizează, conectăm dioda polarizată invers, serie cu un rezistor de 10 K $\Omega$ , la o sursă de 20 V c.c. Cu un voltmetru măsurăm tensiunea la bornele diodei, aceasta este chiar tensiunea Zener, cu condiția ca dioda să aibă o tensiune de stabilizare inferioară lui 20 V.

La un tranzistor se măsoară cu ohmmetrul joncțiunile BE și BC, care trebuie să prezinte, pentru o anumită polarizare, rezistență mică și pentru cealaltă polarizare rezistență mare (prin inversarea firelor de la ohmmetru) Joncțiunea CE în toate cazurile trebuie să prezinte o rezistență mare. Fac excepție unele tranzistoare

care au conectate diode de protecție în paralel pe joncțiuni. Aceste tranzistoare se pot verifica numai în tranzistormetru, aparat special destinat măsurării tranzistoarelor. Cu ajutorul tranzistormetrului se pot măsura cu precizie toți parametrii unui tranzistor, dar pentru scopuri amatoricești este suficient să măsurăm factorul de amplificare  $\beta$  definit ca variația curentului de colectare funcție de variația curentului de bază.

Un alt mod de verificare a tranzistoarelor constă în cuplarea lor într-un circuit. Astfel, se construiește un radio-receptor și unul din locurile pentru un tranzistor este prevăzut cu soclu; tranzistorul ce urmează a fi testat se introduce în acest soclu și dacă radio-receptorul funcționează rezultă că tranzistorul este în stare de funcționare.

Un alt mod de verificare a tranzistoarelor de înaltă frecvență este construirea unui oscilator cu cuarț; dacă tranzistorul este în stare bună, oscilatorul va funcționa. Acest sistem se aplică și la tranzistoare FET și MOS-FET. (I.M.)

## 9. VERIFICAREA LA „RECE” A MONTAJULUI

Expresia verificare la „rece” provine de la montajele cu tuburi electronice, cînd catodele acestora erau nefîncălzite.

Actualmente, cînd tuburile electronice sînt folosite numai în situații speciale și cînd constructorul amator folosește cu precădere tranzistoarele și circuitele integrate, această noțiune reprezintă situația cînd montajul este

nealimentat cu energie electrică. Deci după ce am construit un montaj, adică am plantat și lipit elementele componente este recomandat să mai verificăm respectarea schemei electrice de principiu înainte de a conecta sursa de alimentare. În felul acesta se evită unele neplăceri, de multe ori soldate cu distrugerea unor piese importante. Astfel se va verifica poziția unor componente de exemplu să nu se atingă accidental între ele terminalele unor piese, rezistoare, condensatoare, tranzistoare etc. Se va verifica dacă în procesul de lipire nu a curs cositor și s-a stabilit vreun scurtcircuit între diverse trasee ale cablajului. Se va verifica totodată dacă în procesul lipirii din cauza supraîncălzirii la unele componente nu s-au desfăcut terminalele. În unele cazuri când avem îndoieli asupra integrității unor trasee din cablaj, acestea vor fi măsurate și controlate cu un ohmmetru. Tot cu un ohmmetru se vor verifica și unele componente din circuit, pentru a verifica dacă după montarea lor și-au menținut integritatea, respectiv valorile inițiale.

Important este să vedem dacă lipiturile sînt bune și dacă pe ele sau pe trasee nu a mai rămas eventual pastă decapantă, care, în timp, ar produce distrugerea circuitelor, și ca atare aceste elemente corozive trebuie îndepărtate sau neutralizate.

În montaje ce lucrează la frecvențe radio, important este să verificăm starea și poziția în montaj a bobinelor, a condensatoarelor semireglabile etc.

Și ca o ultimă verificare la rece, se va observa dacă unele porțiuni din

cablajul imprimat nu se defoliază în special în locurile de conectare cu terminalele circuitelor integrate sau a tranzistoarelor. (I.M.)

## 10. VERIFICAREA REGIMULUI STATIC AL MONTAJULUI

După verificarea la rece, după ce s-a constatat că totul este bine montat, că nu există atingeri între piese etc., urmează verificarea montajului în regim static, alimentînd montajul.

De exemplu, verificarea unui alimentator constă în cuplarea montajului la rețea și verificarea prezenței tensiunii în diverse puncte. Apoi măsurăm tensiunile în punctele respective și comparăm valorile măsurate cu cele indicate în schema de principiu.

La un amplificator de audiofrecvență, verificarea regimului static se face în felul următor: se alimentează amplificatorul, dar la intrarea sa nu se aplică semnal; se verifică mai întîi polarizarea etajului final de putere, măsurîndu-se în același timp curentul de repaus, acționîndu-se asupra elementelor de reglaj astfel ca aceste mărimi să aibă valorile indicate. În caz contrar, acest etaj va funcționa asimetric și unul din tranzistoare va putea chiar să se deterioreze.

După aducerea etajului final în regimul prescris de funcționare se măsoară pe rînd tensiunile de polarizare a celorlalte etaje. Astfel, se va măsura tensiunea pe emitor, pe colector și chiar pe baza fiecărui tranzistor.

Măsurarea tensiunii pe emitor poate furniza de cele mai multe ori informații

complete asupra funcționării etajului, fiindcă valoarea curentului de emitor este dictat de polarizarea bazei și deci cunoscând tensiunea de emitor și valoarea rezistorului montat în emitor deducem curentul de emitor, care este sensibil egal cu valoarea curentului de colector.

Regimul static verificat și apoi stabilit creează certitudinea că funcționarea montajului în regim dinamic va fi corespunzător cu performanțele enunțate.

Verificarea în regim static se face la orice montaj atât cu tranzistoare cît și cu circuite integrate. La acestea din urmă se măsoară polarizările diverselor terminale, eventual determinarea consumului de curent intercalînd între sursa de alimentare și circuitul integrat un miliampermetru. (I.M.)

## 11. GENERATOR PENTRU DEPANARE

Depistarea comodă a defectelor ce survin în aparatura TV sau radio se poate face utilizînd un generator de semnale avînd un spectru cît mai larg posibil. Astfel de semnale pot traversa atît etaje de joasă frecvență, cît și cele de medie sau înaltă frecvență.

Generatorul din figura VIII.5 produce impulsuri cu un spectru cuprins între 400 Hz și 1 000 MHz. Se înțelege deci că el poate fi utilizat la testarea blocurilor funcționînd și în gama undelor decimetrice. Generarea unor impulsuri cu un spectru atît de extins nu este posibilă cu tranzistoare lucrînd un regim obișnuit.

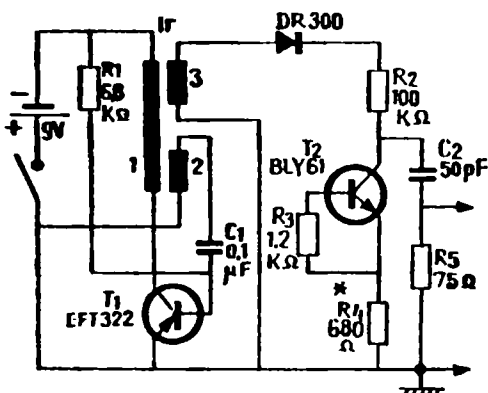


Fig. VIII.5. Generator pentru depanare.

Soluția adoptată în schemă constă în „forțarea” tranzistorului  $T_2$  încît acesta să lucreze în regim de avalanșă. Funcționînd într-un astfel de regim, tranzistoarele pot genera impulsuri a căror durată de creștere este extrem de rapidă (literatura menționează fracțiuni de nanosecundă). Regimul de avalanșă se menține alimentînd tranzistorul cu o tensiune mult mărită. De aceea, în schemă este prevăzut un convertor de tensiune realizat cu tranzistorul  $T_1$  și transformatorul  $TR$ .

Cînd tensiunea pe condensatorul  $C_2$  atinge o valoare de 50—70 V, se declanșează fenomene de ionizare la nivelul joncțiunilor tranzistorului și în consecință  $C_2$  se descarcă rapid prin  $T_2$ . Cuplînd generatorul la antena unui receptor TV, pe ecran apar dungi orizontale și linii verticale subțiri. Întrucît amplitudinea impulsurilor pe  $R_5$  atinge valori de vîrf în jur de 10—15 V, ele pot fi reduse reglînd rezistența  $R_4$ . Constructiv, generatorul se va introduce într-o cutie metalică cu dimensiunile de 120 × 30 × 25 mm. Alimentarea se face de la o baterie de 9 V.

de tip miniatură. Transformatorul va avea o secțiune de  $0,3 \text{ cm}^2$ . Primarul (1) conține 60 de spire Cu-Em cu  $\varnothing = 0,1 \text{ mm}$ ; înfășurarea 2 conține 65 de spire, iar înfășurarea 3 va avea 800 de spire. Sîrma va fi Cu-Em cît mai subțire posibil (eventual  $0,1 \text{ mm}$ ).

## 12. GENERATOR RC

Generatorul prezentat în figura VIII.6 este de tip RC, conține trei tranzistoare obișnuite, fiind util în reglarea și verificarea amplificatoarelor de audiofrecvență.

Cu acest generator se obține semnal sinusoidal în 8 game cu frecvența între 80 Hz și 86 kHz dispusă astfel: 80 Hz—860 Hz; 800 Hz—3 600 Hz; 8 kHz — 86 kHz.

Schimbarea gamelor se face cu un comutator  $2 \times 8$  poziții sau cu fire prevăzute cu banane.

Acordul în fiecare gamă se face dintr-un potențiometru dublu,  $2 \times 10 \text{ k}\Omega$ .

Pentru ca valoarea semnalului să fie cît mai constantă și la capete de gamă se folosește un bec de 24 V și 25 mA. Totodată, ca referință de tensiune este montată și dioda Zener DZ de tip PL5VIZ.

Primele tranzistoare sînt *pnp* de tip EFT 853. Ca amplificator este montat un tranzistor BC 107.

La ieșire este montat un atenuator din care se culeg diverse valori ale semnalului.

Cînd montajul a fost terminat, intrarea în oscilație se reglează din  $P_2$ , iar din  $P_1$  se reglează nivelul de ieșire astfel: cu potențiometrul  $P_3$  pe poziție maximă trebuie să se citească pe ieșirea atenuatorului  $1,5 \text{ V}_d$ . Acest nivel se stabilește din  $P_1$ .

După acest reglaj, valorile pentru semnal pe fiecare poziție a atenuatorului se stabilesc din  $P_3$ , care are și o scală în jurul axului. De reținut că montajul necesită tensiune de alimentare stabilizată. (I.M.)

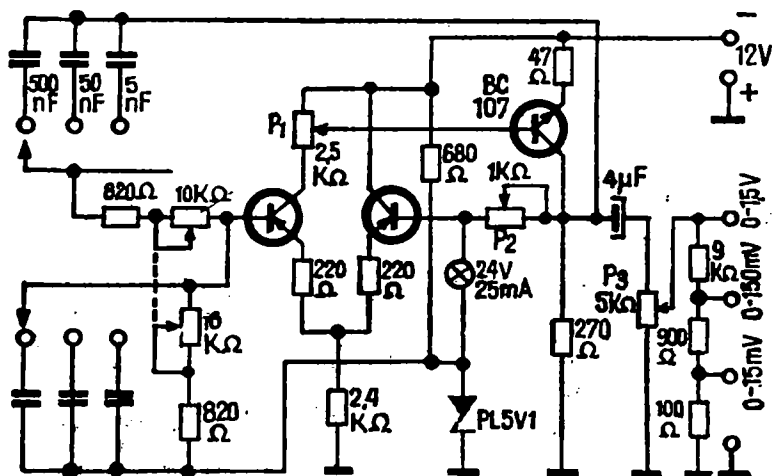


Fig. VIII.6. Generator RC.

# CÎTEVA CONSTRUCȚII UZUALE

## 1. TERMOMETRU

Termometrul electronic prezentat poate servi la controlul temperaturii apei dintr-un acvariu, în tehnica foto, la măsurarea temperaturii corpului (prin gradarea scalei în intervalul  $35^{\circ}\text{C}$ — $42^{\circ}\text{C}$ ) etc.

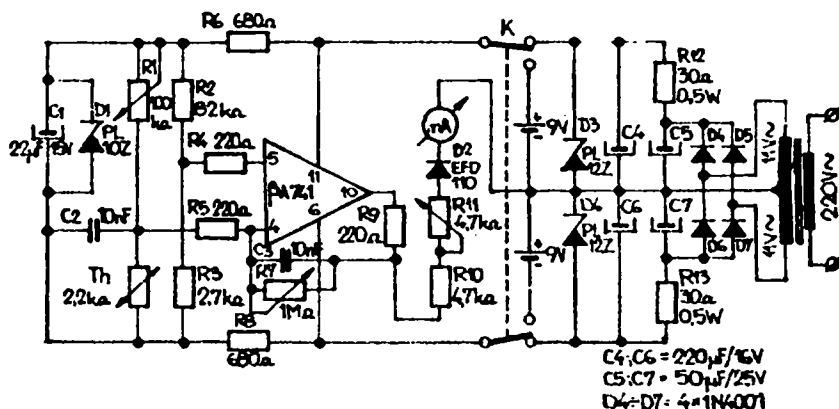
Schema prezentată în figura IX.1 conține o punte Wheatstone și un circuit de măsură format dintr-un amplificator operațional  $\beta$  A 741 și un miliampermetru de 0—1 mA.

Sensibilitatea mare și precizia ridicată rezultă din folosirea unei punți modificată astfel încît să fie sesizate diferențe mici de temperatură. Într-adevăr, rezistența semireglabilă  $R_1$  și rezistența  $R_2$  formează cele două laturi

superioare ale punții, care sînt echilibrate de cele două brațe inferioare reprezentate prin termistorul  $Th$  și rezistorul  $R_3$ .

Tensiunea de alimentare a punții, aplicată prin intermediul rezistoarelor  $R_6$  și  $R_9$ , este stabilizată de dioda Zener  $D_1$ . Condensatorul  $C_1$  filtrează această tensiune și elimină eventualele semnale parazite care ar putea influența puntea.

Fiind dată de variația de temperatură, valoarea ohmică a rezistenței termistorului variază proporțional, rezultînd o diferență de potențial între cele două intrări ale amplificatorului operațional. Amplificarea etajului este de 2 000. Această valoare poate fi





redușă cu scopul de a obține o liniaritate crescută.

Rezistența semireglabilă  $R_1$  servește la fixarea punctului de origine a scalei, adică temperatura minimă măsurată. Din rezistența semireglabilă  $R_7$  se stabilește domeniul maxim de măsură. Printr-o reglare corespunzătoare a rezistențelor  $R_1$  și  $R_7$  se poate atinge un domeniu cuprins între  $-25^\circ\text{C}$  și  $+180^\circ\text{C}$ .

Ieșirea amplificatorului operațional este conectată la un miliampermetru de 1 mA, prin intermediul rezistorului  $R_{10}$  și al rezistenței semireglabile  $R_{11}$ . Dioda  $D_2$  protejează instrumentul în cazul în care se măsoară o temperatură mai joasă decât cea stabilită.

Alimentarea montajului se face de la o sursă dublă. Trecerea alimentării de la rețea la baterii se face cu ajutorul comutatorului  $K$ . Alimentatorul de la rețea conține un transformator care furnizează o tensiune de 22 V. Înfășurarea secundară are priză mediană. După redresare și filtrare se obține o tensiune dublă de aproximativ  $\pm 15$  V față de masă. După stabilizare se obțin cele două tensiuni de  $\pm 12$  V.

Transformatorul trebuie să suporte un curent minim de 100 mA. (I.M.)

## 2. CIRCUIT PENTRU CONTROLUL TEMPERATURII

Uneori este necesar controlul temperaturii diferitelor subansamble sau obiecte supuse în mod normal sau accidental încălzirii. Poate fi vorba de temperatura unui calorifer electric sau a radiatorului tranzistoarelor de putere

ale etajului final sau de temperatura dintr-un termostat etc.

În figura IX.2 prezentăm schema unui circuit pentru controlul temperaturii realizat pe principiul independenței tensiunii directe  $U_D$  a diodei cu siliciu funcție de temperatură.

*Descrierea schemei de principiu.* La o diodă cu siliciu uzuală tensiunea directă  $U_D$  scade cu temperatura cu aproximativ 2 mV pe grad Celsius. Dacă, la  $0^\circ\text{C}$ ,  $U_D$  este în jur de 600 mV, la  $+50^\circ\text{C}$  va fi de 500 mV. Astfel, o sondă de temperatură realizată cu o diodă cu siliciu se poate utiliza la realizarea unui termometru sau în schema de control a temperaturii. În schema prezentată sonda conține dioda  $D_1$ , de tip 1N4148. Circuitul integrat  $\beta A 723$  este un stabilizator de tensiune, dar în acest montaj se utilizează numai tensiunea de referință de la terminalul 6, care este bine stabilizată și are valoarea în jur de 7 V. Tensiunea de referință  $U_{ref}$  alimentează două divizoare de tensiune, unul care conține dioda  $D_1$  din sondă și celălalt care conține rezistența reglabilă de 5 kilohmi. Amplifi-

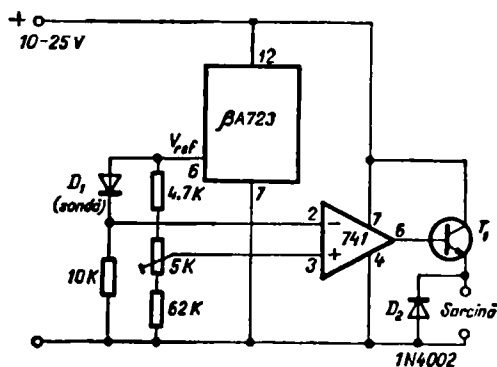


Fig. IX.2. Circuit pentru controlul temperaturii.

catorul operațional  $\beta A$  741 este în configurație de comparator. Pe intrarea inversoare (terminalul 2) primește tensiunea de la sonda termometrică, iar pe intrarea neinversoare (terminal 3) tensiune de pe cursorul rezistorului variabil. Când aceste tensiuni sînt egale, comparatorul basculează și polaritatea tensiunii de la ieșire (terminalul 6) se va schimba. La tensiune pozitivă pe terminalul 6, tranzistorul  $T_1$  de tip *NPN* este saturat și sarcina din circuitul de emitor este activată. Sarcina poate fi o lampă sau un releu. În cazul tensiunii negative la ieșirea comparatorului, tranzistorul  $T_1$  este blocat, deci prin sarcină nu va circula curent. Polaritatea la ieșirea din comparator este pozitivă cînd la intrarea inversoare tensiunea este mai mare decît la intrarea neinversoare. O dată cu creșterea temperaturii sondei, tensiunea la intrarea inversoare va crește și la un moment dat va fi egală cu tensiunea prereglată de pe cursorul rezistenței semireglabile, și atunci comparatorul basculează. Dacă inversăm legăturile la intrările comparatorului, 2 cu 3, circuitul de control va funcționa prin dezactivarea sarcinii la atingerea temperaturii dorite. Domeniul temperaturilor de lucru la asemenea circuite poate fi între  $-60^\circ$  și  $175^\circ C$ .

*Recomandări constructive și reglaje.* Forma constructivă a sondei depinde de obiectul a cărui temperatură dorim să o controlăm. Pentru corpuri solide cum ar fi: radiatoare electrice, termostate, radiatoare de răcire, țevi sau recipiente recomandăm ca dioda să fie fixată direct pe suprafața respectivă cu un mic colier, iar terminalele să fie

lipite la două fire de culori diferite și apoi lipiturile izolate cu tuburi de PVC. La temperaturi mai mici de  $+60^\circ C$  se poate lipi dioda cu araldit sau epoxi.

Pentru controlul temperaturii unor lichide, dioda se va introduce într-un tub metalic ermetic la un capăt și interiorul căruia va fi umplut cu compund siliconic, similar celui care se pune la baza tranzistoarelor de putere cînd se montează pe radiator. Cele două terminale ale diodei vor fi izolate pînă la corpul de sticlă cu tuburi din fibră de sticlă, care rezistă la temperaturi mai mari de  $100^\circ C$ . Pentru temperaturi mai scăzute este suficient și tubul de PVC. Sonda astfel realizată se va introduce în lichidul a cărei temperatură dorim s-o controlăm. Montajul se va executa pe cablaj imprimat pe care se poate fixa eventual și releul de semnalizare. În funcție de tensiunea de alimentare (12 V sau 24 V) se va alege și tipul releului sau a lămpii de semnalizare. Curentul pe care-l poate debita în sarcină depinde de tipul tranzistorului  $T_1$  utilizat. Pînă la 100 mA se poate utiliza orice tip *BC-NPN*; peste 100 mA se recomandă tranzistor din seria *BD-NPN* cu care se poate obține 500...800 mA. Reglarea pragului de temperatură se face cu semireglabilul de 5 k $\Omega$  în modul următor: se încălzește sonda într-un vas cu apă a cărei temperatură o măsurăm cu un termometru cu mercur; la temperatura dorită reglăm 5 k $\Omega$  astfel ca releul (sau lampa) să acționeze. Este recomandabil a se refăce ajustarea semireglabilului în jurul valorii reglate pentru mărirea preciziei. Dacă este

necesar a se modifica temperatura de lucru, semireglabilul se poate înlocui cu un potențiometrul de  $5\text{ k}\Omega$  liniar, care se va monta pe un mic panou și va fi prevăzut cu un buton. Se va efectua operațiunea de reglare din cinci în cinci grade Celsius și se va nota pe panou poziția corespunzătoare a butonului potențiometrului. Referitor la circuitul integrat  $\beta\text{A } 723$ , el poate fi recuperat dintre circuite cu defecte parțiale pe partea de ieșire, dar care au tensiunea de referință  $U_{ref}$  de la terminalul 6, bună. (I.S.)

### 3. FONOMETRU

Intensitatea sonoră poate comanda operații dintre cele mai diverse. Astfel, dacă într-o clasă de școală zgomotul produs de elevi depășește un anumit nivel, aprinderea automată a unui bec poate atrage atenția copiilor.

Undele sonore sînt captate de microfonul  $M$ , apoi amplificate de primul tranzistor  $T_1$  (EFT 353, EFT 319 etc.). Semnalul electric excită apoi tranzistorul  $T_2$  (EFT 323 sau AC 180), după care este redresat și aplicat iarăși bazei tranzistorului  $T_2$ . În colectorul său este montat un releu, care prin con-

tele sale comandă un element de execuție (bec, motoraș etc.). Din potențiometrul  $R_2$  se stabilește pragul de zgomot de la care sistemul intră în funcțiune. (I.M.)

### 4. SESIZOR

Montajul din figura IX.4 este compus din două etaje, care împreună formează un sesizor de prezență.

Etajul cu tranzistorul  $T_1$  este un oscilator pe o frecvență dictată de valoarea bobinei  $L_1$ . Această bobină poate fi de la media frecvență a unui receptor, o bobină de modulator undemedii, sau se bobinează pe o carcasă cu miez de ferită (150—180 de spire cu sîrmă de CuEm 0,08—0,1). Valoarea acestei bobine se ajustează din miezul de ferită.

Bobina  $L_2$  se construiește pe un miez de ferită și are 300 de spire CuEm 0,08.

Intrarea în oscilație a etajului se obține din trimerul cuplat între emitorul și colectorul tranzistorului  $T_1$ . În caz că etajul nu oscilează, se mai montează în paralel cu acest trimer un condensator cu valoarea de 20—25 pF.

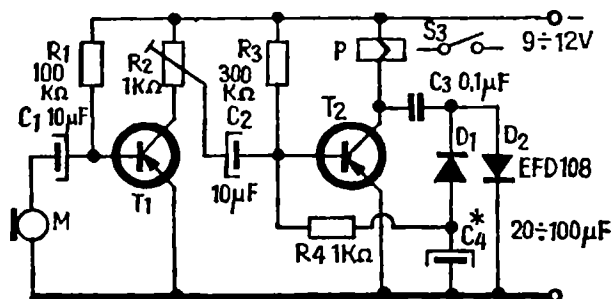


Fig. IX.3. Fonometru.

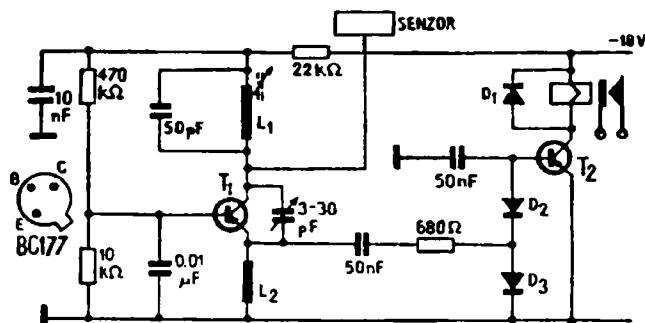


Fig. IX.4. Senzor.

Semnalul de radiofrecvență de la oscilator este cuplat de diodele  $D_2$ - $D_3$ , ce formează un grup redresor.

Componenta continuă astfel rezultată este aplicată pe baza tranzistorului  $T_2$ , care este adus în stare de conducție.

În această situație, releul se anclaează. Când o persoană atinge plăcuța sesizatoare, etajul oscilator iese din funcțiune, tranzistorul  $T_2$  se blochează și prin contactele releului se semnalizează prezența persoanei.

Tranzistoarele  $T_1$  și  $T_2$  sînt de tip EFT 317, dar se pot monta și BC 177. Diodele sînt EFD 108 sau echivalente. Se recomandă ca legătura la senzor să se facă cu un cablu ecranat nu mai lung de 1,5 m. Senzorul este o placă metalică de  $5 \times 8$  cm, izolată față de masă. Eventual se folosește suprafața unei plăci imprimare.

Alimentarea montajului se poate face de la un transformator de sonerie.

În secundarul transformatorului se montează un redresor dublor de tensiune. Diodele redresoare sînt 1 N4001, dar pot fi și de alt tip cu condiția să suporte 50 mA. (I.M.)

## 5. LUMINĂ PULSATORIE

În multe situații, cum ar fi: obținerea unor efecte luminoase la spectacolele de amatori, realizarea unei lumini de avertizare sau pentru întregirea unei decorațiuni sau ambianțe luminoase este necesară o lumină pulsatorie.

Prezentăm în figura IX.5 schema de principiu a unui montaj foarte simplu care produce lumină pulsatorie cu becuri alimentate direct de la rețea.

*Descrierea schemei de principiu.* Schema electrică este formată dintr-o punte redresoare ( $4 \times 1N4007$ ) și un circuit de comutație cu tiristor și diac. La conectarea la rețea, tensiunea este redresată și prin rezistoarele de 82 kΩ și 6,8 kΩ începe încărcarea capacitorului de 22 μF. În acest timp tiristorul  $Th$  neavînd semnal la grila de comandă este blocat. În această situație curentul ce trece prin lampa  $L$  este foarte mic și acesta nu luminează. După un timp tensiunea la care s-a încărcat capacitorul este egală cu tensiunea de deschidere a diacului. Din acest moment capacitorul se descarcă prin 6,8 kΩ, diac și grila de comandă a tiristorului, care se deschide și prezintă între anod

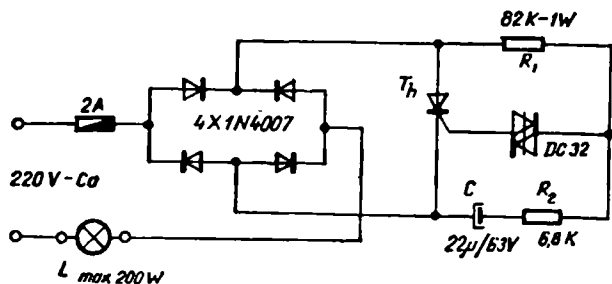


Fig. IX.5. Lumină pulsatorie de la rețea.

și catod practic un scurtcircuit. În această situație, lampa  $L$  este conectată practic la tensiunea rețelei de 220 V (din care se scade doar căderea de tensiune pe cele două diode din punte, circa 1,2 V) și se produce iluminarea ei. Tiristorul este deschis practic pînă cînd capacitorul se descarcă, apoi la prima alternanță negativă a tensiunii rețelei el se va bloca. Începe din nou încărcarea capacitorului și procesele se repetă. Prin urmare: perioada de timp cît lampa este stinsă depinde de valoarea rezistoarelor  $R_1$ ,  $R_2$  și a capacitorului  $C$ , iar cea cît lampa este aprinsă de valorile lui  $C$  și  $R_2$ . Prin ajustarea corespunzătoare a valorii acestora se pot obține diferite raporturi între starea „stins” și „aprins” a lămpii. Lampa  $L$  poate fi un bec cu puterea de maxim 200 W, sau cîteva becuri în paralel a căror putere însumată nu depășește 200 W. Cu diode și tiristor corespunzătoare, se poate mări puterea becurilor.

**Recomandări constructive și reglaje.** Montajul se poate realiza pe un cablaj simplu placat de circa  $50 \times 50$  mm. Se vor verifica piesele și după realizarea circuitului se vor planta. Pentru siguranța de 2 A-rapidă se recomandă

a se utiliza un corp de siguranță special pentru cablaje imprimate care se găsește în comerț. Între traseele de 220 V se va prevedea o distanță de cel puțin 5 mm, iar lățimea acestora va fi de minim 3 mm.

**Atenție!** Montajul nu se va conecta la priză decît după următoarele:

- becurile să fie montate în fașuri tip, din comerț și izolate corespunzător.
- conductoarele de conexiuni să fie bine izolate și fără înădituri.
- montajul să fie montat într-o cutie izolatoare.
- siguranța să fie calibrată de 2 A-rapidă (indicativ F).
- să nu existe părți metalice la tensiunea rețelei neizolate.

Dacă s-au respectat acestea se introduce fișa în priză, iar dacă montajul a fost corect realizat el va funcționa din primul moment. Dacă se dorește modificarea perioadelor de funcționare, se deconectează de la rețea montajul și se ajustează  $R_1$ ,  $R_2$  și  $C$ , pentru a se obține rezultatul dorit. Valoarea lui  $R_1$  nu poate fi micșorată prea mult, deoarece lampa rămîne prea mult aprinsă.

Pentru realizarea unor efecte deosebite se poate instala intercalat grupe de lămpi cu mai multe circuite pulsa-toare cu perioade de timp reglate diferit. (I.S.)

## 6. DISPOZITIV DE REGLARE A VITEZEI TRENULETELOR ELECTRICE

În acționarea trenulețelor electrice este nevoie de corecția tensiunii pentru a menține constantă viteza, în cazul când acestea parcurg denivelări de teren. Pentru aceasta se folosește un dispozitiv care se montează între redresorul de alimentare și șinele pe care se rulează. Dispozitivul de reglare menționat are schema de principiu prezentată în figura IX.6. Trebuie avut în vedere ca montarea tiristorului să se facă pe un radiator confecționat din tablă de aluminiu, având dimensiunile de  $60 \times 40 \times 1,5 \dots 2$  mm.

Rezistorul  $R_3$  se alege, ca valoare, în funcție de puterea electrică a loco-

motivei, iar potențiometrul  $R_1$  prin care se face reglajul de viteză trebuie să fie cu variație liniară. Întregul montaj se introduce într-o carcasă din material plastic cu dimensiunile de  $106 \times 73 \times 45$  mm.

LISTA DE PIESE:  $R_1 = 2,5$  k $\Omega$ ;  $R_2 = 150$   $\Omega$ ;  $R_3 = 1,5-2,7$   $\Omega/3$  W;  $R_4 = 5,6$  k $\Omega$ ;  $R_5 = 4,7$  k $\Omega$ ;  $R_6 = 470$   $\Omega$ ;  $R_7 = 15$   $\Omega$ ;  $R_8 = 150$   $\Omega$ ;  $R_9 = 100$   $\Omega$ ;  $C_1 = 1$   $\mu$ F/25 V;  $C_2 = 2,2$   $\mu$ F/10 V;  $C_3 = 0,1$   $\mu$ F/35 V;  $D_1 = AA$  136;  $T_1 = BC$  177;  $T_2 = BC$  109;  $Th = 2N$  4442, (8 A); HF-Dr. (droscl) = 100  $\mu$ H/2 A. (I.M.)

## 7. REGULATOR DE TENSIUNE

Montajul prezentat în figura IX.7 permite reglarea tensiunii la bornele unei sarcini notată RS în limitele 0...220V adică se poate controla puterea absorbită de sarcină. Aceasta se pretează foarte bine în cazul iluminărilor gradate dintr-o încăpere sau a controlului temperaturii atunci când sarcina este element încălzitor. Comanda se obține printr-o punte de diode care într-un braț are aplicată sarcina înseriată cu rețeaua, iar în celălalt braț un tiristor. Un grup RC cu valoare variabilă permite deschiderea tiristorului pe anumite porțiuni ale sinusoidii tensiunii de rețea. Dacă tiristorul este blocat, tensiunea la bornele lui RS este zero, iar când tiristorul este permanent deschis, practic la bornele lui RS se regăsește întreaga tensiune a rețelei. Reglajul pentru obținerea tensiunii dorite se face din potențiometrul de 150 k $\Omega$ .

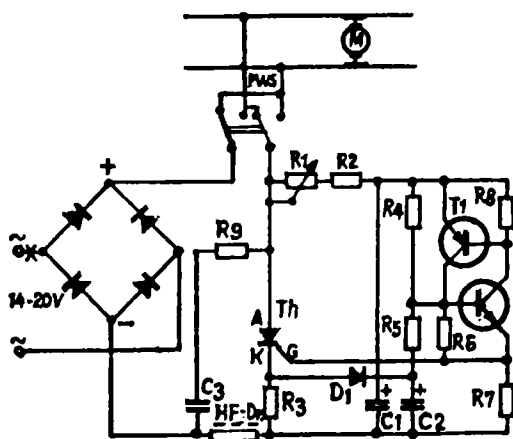


Fig. IX.6. Dispozitiv de reglare a vitezei trenulețelor electrice.

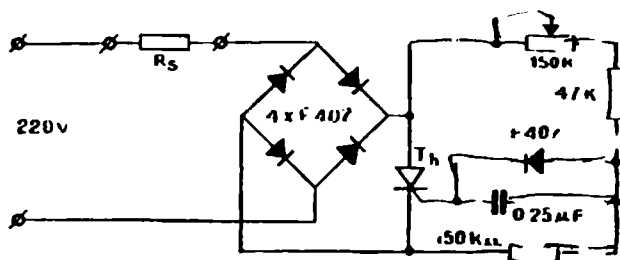


Fig. IX.7. Regulator de tensiune.

Cu diode în punte de tip F 407 sau 1N4007 se pot comanda puteri de pînă la 300 W. Se recomandă a folosi un tiristor care să admită un curent de 5 A. (I.M.)

## 8. FULGER ELECTRONIC

Schema din figura IX.8 este a unui blitz de putere mijlocie cu următoarele caracteristici:

— număr director: 30—40, pentru 20 DIN;

— frecvența iluminărilor: 4—5 pe minut la baterie, 15—20 pe minut pentru alimentarea la rețea;

— alimentarea: 220 V alternativ sau 4 baterii mari de 1,5 V (tip R 20).

Schema conține convertorul de tensiune cu transformatorul ridicător și un circuit regulator care menține un nivel maxim de încărcare constant.

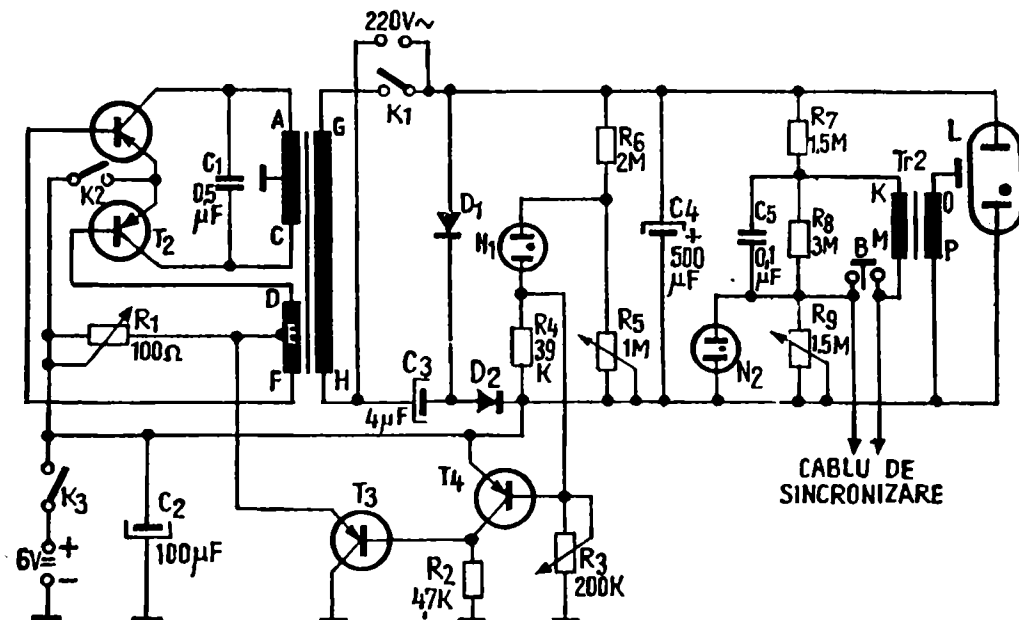


Fig. IX.8. Fulger electronic.

Datorită circuitului regulator se asigură constanța încărcării la o aceeași tensiune, ceea ce înseamnă iluminări de intensitate constantă pentru descărcările succesive și prelungirea duratei de utilizare a bateriilor prin micșorarea solicitării la care sînt supuse în perioadele de încărcare prelungite. Tensiunea de lucru ce trebuie obținută este de 440...480 V. Problema cea mai grea este procurarea condensatorului principal,  $C_4$ , care trebuie să aibă tensiunea minimă de 550 V. Se recomandă realizarea unei baterii de condensatoare ( $2 \times 250 \mu\text{F}$ , de exemplu), eventual decuplabile, ceea ce ar permite utilizarea blitzului cu putere redusă. Valoarea condensatorului  $C_4$  poate fi mai mică, scăzînd însă puterea (număr director mai mic).

Condensatorul  $C_5$  trebuie să reziste la 300 V. Bobina de impuls  $Tr_2$  se realizează avînd datele:  $K-M125$  de spire Cu-Em  $\varnothing 0,4$  mm și  $O-P = 1000$  de spire Cu-Em  $\varnothing 0,08$  mm. Butonul  $B$  servește la declanșarea nesincronă și se află montat pe corpul de iluminat, putînd fi realizat direct pe circuitul imprimat cu o lamă elastică de alamă (de la bateriile de 4,5 V) și un corp de apăsare din material plastic.

Transformatorul  $Tr_1$  se face pe tole E8, cu o secțiune a miezului de  $2,4 \text{ cm}^2$  (respectiv  $1,5 \text{ cm}$  grosime). Primarul și secundarul se fac pe secțiuni separate. Datele de bobinaj sînt:

$A-C = 2 \times 45$  de spire Cu-Em  $\varnothing 0,6$  mm;

$D-F = 2 \times 15$  spire Cu-Em  $\varnothing 0,3$  mm;

$H-G = 3100...3150$  de spire Cu-Em  $\varnothing 0,15$  mm.

După execuția transformatorului se realizează convertorul și montajul dublor de tensiune și se verifică tensiunea. La nevoie, se modifică puțin înfășurarea  $H-G$  (mărind sau micșorînd numărul de spire).

Rezistențele din montaj sînt de  $0,5 \text{ W}$ . Cu semireglabilul  $R_9$  se ajustează punctul de aprindere al becului cu neon  $N_2$  la  $460-470 \text{ V}$ . Regulatorul intră în funcțiune la atingerea tensiunii de lucru pe condensatorul  $C_4$ . Cu semireglabilul  $R_5$  se stabilește punctul de aprindere al lămpii  $N_1$  și implicit, punctul de intrare în funcțiune a regulatorului. De pe rezistența  $R_4$  se culege o tensiune negativă care comandă tranzistoarele  $T_4$  și  $T_3$ .  $T_3$  intervine în schema convertorului, modificînd punctul de funcționare al tranzistoarelor  $T_1$  și  $T_2$ , astfel încît aceasta să lucreze cu putere micșorată. La încercarea schemei se înlocuiește inițial tranzistorul  $T_3$  cu o rezistență de  $1...1,5 \text{ k}\Omega$  (montaj fără regulator). (I.M.)

## 9. DETECTOR DE METALE (I)

Un interes deosebit îl prezintă aparatele pentru detectat metale. În figura IX.9 prezentăm schema de principiu a unui detector de metale cu antenă de ferită, ușor de realizat.

*Descrierea schemei de principiu.* Oscilatorul de radiofrecvență cu tranzistorul  $T_1$  (BC 107 — BF 214) în montaj cu reacție prin transformator colector-bază cu circuitul acordat în colec-



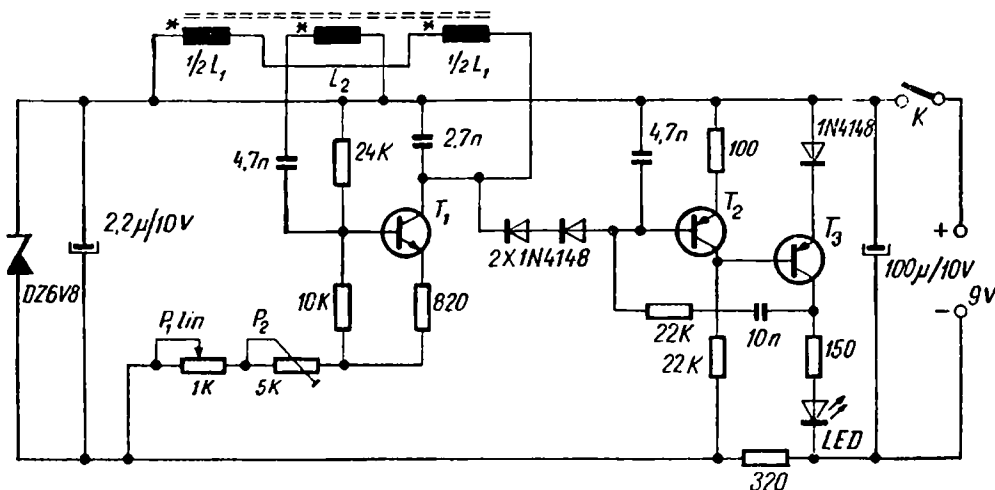


Fig. IX.9. Detector de metale (I).

tor ( $L_1$  și  $C = 2,7$  nF) lucrează pe frecvența de circa 150 kHz. Amplitudinea oscilațiilor scade sau poate să dispară dacă bara de ferită se apropie de un corp metalic. Regimul de lucru al tranzistorului  $T_1$  se poate modifica prin reglarea valorii rezistorului semi-reglabil  $P_2$  și a potențiometrului  $P_1$ . Semnalul dat de oscilator este redresat de diodele 1N 4148 și aplicat bazei tranzistorului  $T_2$ . Tranzistoarele  $T_2$  și  $T_3$  (BC 177) alcătuiesc un amplificator cu reacție pozitivă realizată prin grupul  $R = 22$  k $\Omega$  și  $C = 10$  nF. Cît timp amplitudinea semnalului dat de oscilator este suficient de mare, tranzistorul  $T_2$  este deschis, iar tranzistorul  $T_3$  este blocat. În această situație dioda electroluminiscentă (LED-ul) nu se aprinde. Dacă ne apropiem cu antena de ferită de un corp metalic, oscilatorul va fi amortizat, amplitudinea oscilațiilor scade,  $T_2$  nu mai primește polarizare suficientă și este la limita blocării, iar  $T_3$  la limita deschiderii.

Datorită reacției pozitive etajul  $T_2-T_3$  devine instabil, iar LED-ul va ilumina intermitent. În cazul unei mase mari metalice sau aflată destul de aproape de antena de ferită nivelul oscilațiilor devine foarte mic sau dispăre, atunci  $T_2$  este blocat,  $T_3$  este saturat și LED-ul luminează continuu și intens. Pentru ca amplitudinea oscilațiilor să nu fie dependentă de starea de încărcare a bateriei de 9 V s-a prevăzut o stabilizare de tensiune cu diodă Zener de 6,8 V.

**Recomandări constructive și reglaje.** Antena de ferită se realizează pe un baston cilindric de ferită cu  $\varnothing = 8$  mm, destinat aparatelor de radio. Pe o carcasă cilindrică din carton de circa 0,6 mm grosimea și lungimea de 60 mm, realizată direct pe bastonul cilindric de ferită se execută bobinarea inductanțelor  $L_1$  și  $L_2$ .

Din sîrmă de cupru emailată, cu diametrul de 0,3 mm, se bobinează pe mijlocul carcasei 45 spire, spiră

lingă spiră. După bobinare spirele vor fi fixate de carcasă cu lac sau cu ceară. Astfel s-a realizat inductanța  $L_2$ . Se bobinează apoi simetric din aceeași sîrmă, imediat de la capetele bobinei  $L_2$ , în același sens, câte 48 spire una lingă alta. Astfel inductanța  $L_1$  este formată din două bobine de câte 48 spire între care se află bobina  $L_2$ . Capătul primei bobine a lui  $L_1$  se va lega cu începutul celei de a doua bobine. În figura IX.9 s-a indicat cu asterisc începutul fiecărei bobine. După bobinare se fixează bobinele cu lacsau cu ceară. Fiecare bobină va avea un capăt liber de circa 50 mm și dezizolat pe o lungime de 10 mm. Antena de ferită se va introduce într-un tub de protecție din PVC de lungime și diametru corespunzător. La jumătatea tubului de protecție se practică un orificiu de  $\varnothing = 6$  mm pe unde se vor scoate capetele bobinelor, care în prealabil vor fi însemnate cu izolații provenite de la conductoarele de conexiuni de diferite culori. Începutul primei bobine de 48 spire se leagă cu sfîrșitul bobinei  $L_2$  și rezultă terminalul  $I$  al antenei. Alte două terminale sînt: începutul lui  $L_2$  și sfîrșitul celei de a doua bobine de 48 spire. La aceste trei terminale se cositoarește un cablu bifilar cu ecran tipic pentru înregistrări audio. La tresă (blindaj) se leagă terminalul  $I$ , celelalte în mod corespunzător schemei. Lungimea acestui cablu este de circa 70 ... 80 cm. După operațiunea de lipire cu cositor a cablului la terminalele antenei și izolarea lipiturilor cu tuburi din PVC, cablul se introduce într-un tub din PVC,

rigid similar cu cel în care s-a introdus antena. Asemenea tuburi rigide din PVC se folosesc la instalațiile electrice. Se lipește sub formă de T tubul antenei de tubul suport, obținîndu-se sonda detectorului de metale.

Montajul electronic se va face pe o plăcuță de cablaj imprimat simplu placat. Potențiometrul  $P_1$  va fi fixat pe cutia în care se introduce montajul. La realizarea cutiei care poate fi din mase plastice sau din metal se va ține seama ca tubul de PVC al sondei să intre în cutie, astfel acesta devine în prelungirea tubului.

Se verifică corectitudinea efectuării montajului după care se aplică prin întrerupătorul  $K$  tensiunea de alimentare de la baterie. Se recomandă ca întrerupătorul  $K$  să fie un buton (push-buton) care să fie acționat numai în timpul căutării metalelor, pentru economisirea bateriei. Se pune cursorul lui  $P_2$  și  $P_1$  pe poziția mediană, și cu antena îndepărtată de orice corp metalic, LED-ul trebuie să fie stins. La apropierea de corpuri metalice LED-ul va pîlpîi și apoi se va aprinde. Sensibilitatea detectorului se reglează din  $P_1$  și  $P_2$  și este maximă în situația cînd LED-ul se află în starea de pîlpîire. LED-ul se va monta pe fața cutiei, la vedere lingă care se va amplasa butonul potențiometrului  $P_1$  de 1 k $\Omega$  — liniar.

După încercarea funcționării detectorului se fixează bastonul de ferită cu fișii de burete la ambele capete în tubul de PVC al antenei, după care se lipesc două căpăcele pentru ermetizarea antenei. (I.S.)

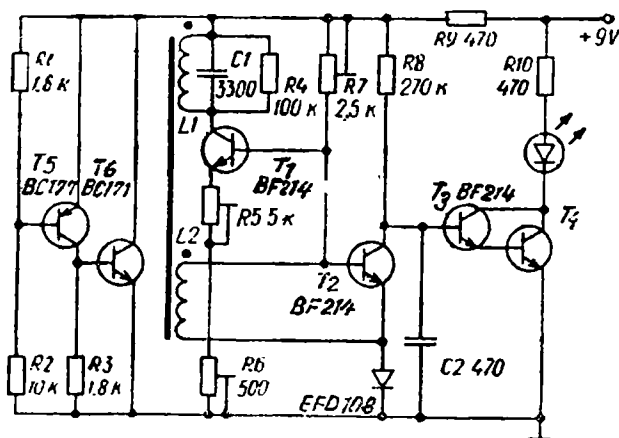


Fig. IX.10. Detector de metale (II).

## 10. DETECTOR DE METALE (II)

Aparatul a cărui schemă este prezentată în figura IX.10 servește la depistarea țevelor de apă, cablurilor electrice sau a altor obiecte din pereții clădirilor.

Tranzistorul  $T_1$  formează un etaj oscilator pe aproximativ 100 kHz. Tranzistorul  $T_2$  preia semnalul, îl redresează și comandă tranzistoarele  $T_3$  și  $T_4$  care au în colector o diodă LED.

Când  $T_1$  oscilează dioda LED nu luminează, iar când  $T_1$  nu oscilează — situație când bobina  $L_1$  este apropiată de un metal — dioda LED începe să lumineze. Sensibilitatea aparatului se reglează din potențioetrele  $R_5$ ,  $R_6$ ,  $R_7$ .

Tranzistoarele  $T_5$  și  $T_6$  formează un stabilizator de tensiune. Ele se pot înlocui cu o diodă Zener de 4 V.

Tranzistoarele  $T_1$ ,  $T_2$ ,  $T_3$ ,  $T_4$  se pot înlocui cu BF 215.

Bobinele se construiesc pe o bară de ferită de la antenele aparatelor de radio.  $L_1$  are 120 de spire și  $L_2$  are 45 de spire CuEm 0,3. (I.M.)

## 11. ANTENĂ ACTIVĂ

Recepția posturilor de radiodifuziune în automobil presupune în orice caz existența antenei de recepție. O antenă de lungime mult mai redusă decât cele din comerț și cu rezultate deosebite este antena activă. În figura IX.11 prezentăm schema unei antene active.

*Descrierea schemei de principiu.* De fapt principala problemă la antenele de automobil este adaptarea lor la cablul coaxial de transmisie pînă la borna de intrare în radioreceptor. În cazul unei antene neadaptate, semnalul se divide pe capacitatea cablului coaxial și ajunge la intrarea în receptor cu valori prea mici.

Antena activă este formată dintr-o vergea metalică cu lungimea pînă la 50 cm și amplificatorul adaptor. În locul vergelei metalice se poate folosi o bandă dintr-o folie metalică lipită de parbriz. Amplificatorul adaptor este format din două etaje: primul echipat cu tranzistorul cu efect de câmp tip

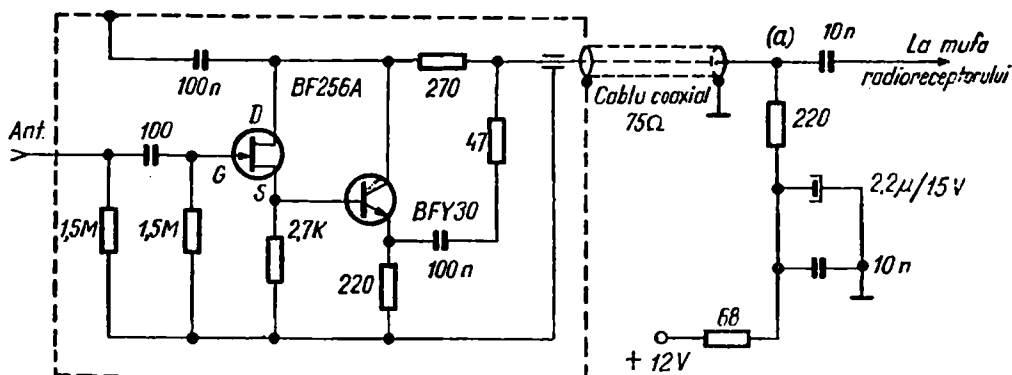


Fig. IX.11. Antenă activă.

BF 256 A în montaj repetor pe sursă și este cuplat în CC cu al doilea etaj, cu BFY 90 conectat în montaj repetor pe emitor. Într-o asemenea configurație se obține: o impedanță mare de intrare în jur de 500 k $\Omega$  care nu încarcă antena baston, o capacitate de intrare de pînă la 5 pF care nu divizează semnificativ semnalele din banda 150 kHz ... 80 MHz, și o impedanță mică de ieșire (circa 75 ohmi) care permite conectarea între antenă și radioreceptor a unui cablu coaxial uzual de 75  $\Omega$ . Alimentarea amplificatorului se face prin cablul coaxial, prevăzîndu-se un grup de blocaj corespunzător (220  $\Omega$ , 2,2  $\mu$ F, 10 nF, 68  $\Omega$ ), care se realizează pe un cablaj separat.

**Recomandări constructive.** Montajul se realizează pe un cablaj imprimat cu dimensiuni de 50 $\times$ 50 mm. La proiectarea cablajului se va coroda numai zona de circuite, restul foliei rămînînd de jur împrejur. După verificarea și plantarea pieselor se alimentează montajul, care trebuie să funcționeze fără nici un reglaj. Amplificatorul se montează într-o cutie metalică paralelipedică de 50 $\times$ 50 $\times$ 20 mm, mar-

ginea cablajului cositorindu-se de cutie la o adîncime de 5 mm. În pereții laterali ai cutiei se practică două orificii, unul pentru firul de antenă și unul pentru cablul coaxial de ieșire și alimentare. Se recomandă utilizarea pentru intrare și ieșire a trecerilor în sticlă sau masă plastică. Cutia amplificatorului se montează la baza antenei baston.

Realizarea antenei baston este mai mult o problemă de design. Ea se poate confecționa dintr-o simplă spiță cromată de la o roată de bicicletă. În cazul utilizării unei folii metalice lipite pe parbriz sau lunetă, amplificatorul se va monta în imediata apropiere a acesteia, camuflat sub tapiseria autovehiculului. Cablul coaxial de 75  $\Omega$  se conectează cu un capăt la amplificator iar la celălalt capăt la circuitul de blocare. Circuitul de blocare se realizează pe o plăcuță de cablaj imprimat de 20 $\times$ 40 mm. Acest circuit se montează în apropierea radioreceptorului, fixîndu-se cu ajutorul a două șuruburi (eventual autofiletate) de șasiu. Alimentarea +12 V se va conecta după o siguranță de 5 A din

echipamentul electric al automobilului. Este evident că montajul prezentat se poate utiliza numai la autovehicule cu minusul la șasiu. Cablul coaxial de  $75 \Omega$  cu mufa de antenă auto pentru receptor se conectează la punctul (a). (I.S.)

## 12. VERIFICAREA ALTERNATORULUI, A RELEULUI REGULATOR ȘI A ACUMULATORULUI

Cu ajutorul montajului din figura IX.12 se asigură o bună verificare a principalelor componente electrice ale

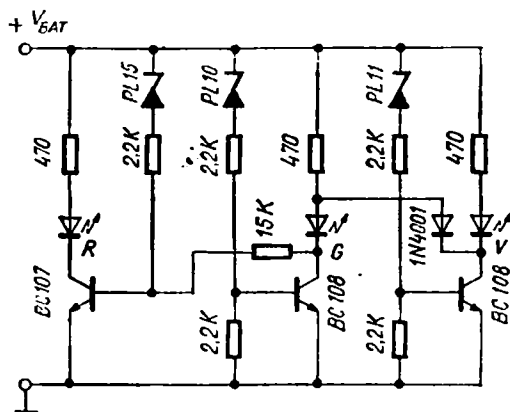


Fig. IX.12. Verificarea alternatorului auto, a releului regulator și a acumulatorului.

unui autoturism; alternator, releul regulator și acumulator. Acesta poate fi montat într-un loc de comutator din bordul autoturismului sau introdus în lăcașul de brichetă. Afișajul se face cu trei LED-uri (roșu, galben și verde), a căror semnificație este dată în tabelul de mai jos. (M.S.)

## 13. TUROMETRU ELECTRONIC PENTRU „DACIA 1300”

Montajul turometrului este prezentat în figura IX.13. Circuitul integrat  $\beta E 555$  este conectat într-o schemă de monostabil. El generează un impuls de durată fixă atunci când contactul ruptorului trece de la starea închis la starea deschis.

Semnalul de comandă pentru  $\beta E 555$  se culege prin intermediul rețelei  $R_1$ ,  $C_1$ ,  $D_{z1}$ , de la bornele bobinei de inducție a autoturismului. În punctul A tensiunea variază între 0 și  $+V_{BAT}$  în funcție de starea contactului ruptorului.

Pentru reglare se va folosi un transformator de sonerie. Acesta se va conecta în punctul A. Pentru o tensiune de aproximativ 7 V instrumentul

	roșu	galben	verde
Teste pentru acumulator	0 0	0	acumulator uzat acumulator acceptabil 0 acumulator bun
Teste pentru alternator		0	0 0 încărcare insuficientă încărcare normală
Teste pentru releul regulator	0		0 încărcare la tensiune excesivă

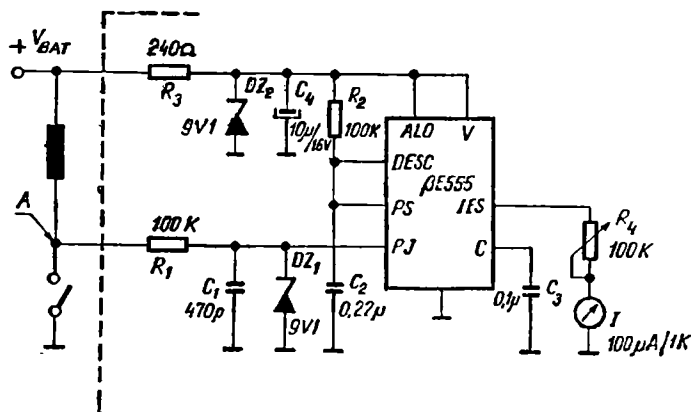


Fig. IX.13. Tuometru electronic pentru „Dacia 1300”.

va trebui să aibă o deviație de 25% din întreaga scală. Deviația instrumentului se reglează cu ajutorul potențimetrului de calibrare, de 100 kΩ (M.S.)

#### 14. LUMINI PENTRU STAȚIONARE

Montajul prezentat în figura IX.14 servește pentru punerea în evidență a poziției unui autoturism noaptea în locurile puțin iluminate. Când farurile automobilului în mișcare luminează fotorezistența FR, circuitul electronic comandă aprinderea instantanee a lu-

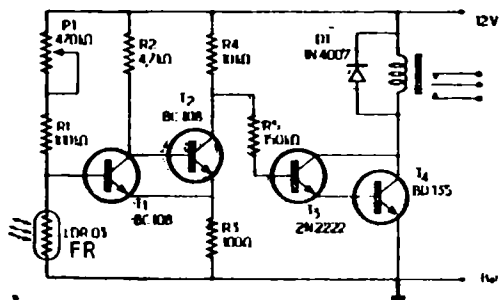


Fig. IX.14. Lumini pentru staționare.

minilor de poziție a autovehiculului staționat.

Componența acestui montaj include un trigger Schmitt și un amplificator de curent continuu pentru comanda unui releu.

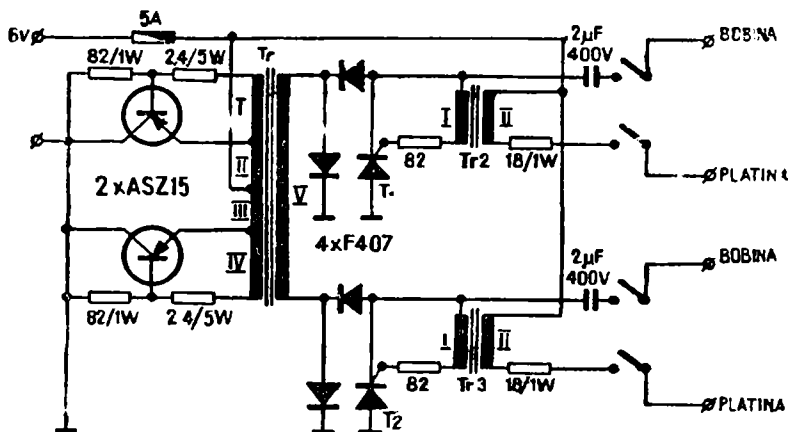
În mod normal tranzistorul  $T_1$  din trigger este blocat, iar  $T_2$  în stare de conducție, ceea ce face ca potențialul din colectorul său să fie aproape de 0,8 V ceea ce atrage blocarea tranzistoarelor  $T_3$  și  $T_4$  și deci releul neanclanșat.

Când fotorezistența FR este iluminată, tranzistorul  $T_1$  intră în conducție,  $T_2$  se blochează,  $T_3$  și  $T_4$  conduc și prin curentul de colector al lui  $T_4$  releul se anclanșează și alimentează cu energie becurile de poziție.

Pragul de la care intensitatea luminii montajului intră în funcțiune se stabilește din potențimetrul  $P_1$ . (I.M.)

#### 15. APRINDERE ELECTRONICĂ

Aprinderea electronică prezentată în schema din figura IX.15 funcționează alimentată la tensiunea de 6 V, pe



**Fig. IX.15. Aprindere electronică.**

un autoturism „Trabant“. Prezintă mai multe avantaje: porniri la rece mai ușoare, mersul la ralanti mai uniform și o uzură mult mai redusă a platinelor.

Ea se compune dintr-un inductor ridicător de tensiune format cu tranzistoarele ASZ 15 și transformatorul *Tr. 1*, două tiristoare și elementele de amorsare ale acestora.

Transformatorul *Tr. 1* are un miez toroidal de permalloy cu secțiunea de  $100 \text{ mm}^2$  (sau alt miez) care să poată debita puterea de 18 VA la frecvența de lucru de 500—600 Hz. Izolația dintre straturile bobinajului trebuie să fie cât mai groasă pentru a minimiza capacitățile parazite. Transformatorul se construiește rigid și se impregnează. Tensiunea din secundar este de 300 V. Tiristoarele pot fi de orice tip care să reziste la tensiunea de 400 V și la un curent de 8 A. *Tr. 2*

și Tr. 3 se realizează pe tole de transformatoare de ieșire tip miniatură, cu asigurarea unei bune izolări a înfășurărilor.

Instalația fiind supusă la vibrații,  
se acordă atenție unei realizări solide.

Pentru a evita apariția detonațiilor, avansul trebuie reglat mai mic decât în mod normal. În nici un caz nu se va mări distanța dintre electrozii bujiilor mai mult de 0,8 mm. Montajul funcționează bine și la tensiuni mici ale bateriei de acumulator.

Transformatorul inverterului are cîte 12 spire în înfășurările 1 și 4 din sîrmă CuEm 1, cîte 22 de spire pentru înfășurările 2 și 3 sîrmă CuEm 0,6 și 1 100 de spire CuEm 0,2 pentru înfășurarea 5.

Transformatorul *Tr. 2* și *Tr. 3* au înfășurările 2 din 40 spire, iar înfășurările 3 din 160 spire toate cu sîrmă CuEm 0,2. (I.M.)

## CAPITOLUL X

# DESPRE ALIMENTAREA ȘI PROTECȚIA MONTAJELOR ELECTRONICE

### 1. CUM SE REALIZEAZĂ ALIMENTAREA MONTAJELOR ELECTRONICE?

Alimentarea cu energie a montajelor electronice reprezintă o cerință esențială în orice sistem în scopul converșiei parametrilor tensiune-curent conform scopului urmărit. Pentru orice schemă electronică este prevăzut un regim energetic care trebuie realizat de către blocul de alimentare.

Alimentarea montajelor electronice se poate face de la două surse principale de energie:

- sursele chimice;
- rețeaua de curent alternativ.

Sursele chimice se pot clasifica în următoarele categorii:

- surse chimice uscate — bateriile;
- surse chimice cu electrolit umed — acumulatele.

Bateriile și acumulatele reprezintă pentru montajele electronice surse de energie aproape ideale, deoarece nu introduc, pe întreaga perioadă a funcționării lor, distorsiuni sau paraziți de natură electrică. Inconvenientul surselor chimice constă în durata de viață limitată pentru baterii și faptul că acumulatele trebuie reîncărcate periodic.

Rețeaua de curent alternativ reprezintă o sursă constantă de energie, care trebuie, printr-o serie de trans-

formări, adaptată necesităților energetice ale montajului electronic. În general există patru tipuri de alimentare cu energie electrică, definite în funcție de tipul inițial și final al alimentării, și sursa de energie inițială:

1. Alimentare curent alternativ — curent alternativ.

2. Alimentare curent alternativ — curent continuu.

3. Alimentare curent continuu — curent alternativ.

4. Alimentare curent continuu — curent continuu.

Alimentarea de tip curent alternativ — curent alternativ este sistemul cel mai simplu, conversia tensiunilor și curenților la valorile necesare în montajul electronic efectuându-se cu ajutorul unui transformator dimensionat corespunzător.

Alimentarea curent alternativ — curent continuu se face ținând cont de următorii factori:

- valoarea curentului continuu maxim;
- valoarea tensiunii continue;
- factorul de stabilitate al tensiunii continue.

Factorul de stabilitate reprezintă variația tensiunii de ieșire a stabiliza-



torului de tensiune, exclusiv datorită variației tensiunii de la intrarea sa.

$$F = \frac{\Delta U_i / U_i}{\Delta U_e / U_e} \quad I = \text{const.}$$

$\Delta U_i$  = variația tensiunii de la intrarea stabilizatorului

$\Delta U_e$  = variația tensiunii de la ieșirea stabilizatorului

$U_i$ ,  $U_e$  = tensiunea de la intrarea-ieșirea stabilizatorului

$I$  = curentul furnizat de stabilizatorul de tensiune.

De obicei acest sistem, numit redresor, include următoarele componente:

— transformatorul de rețea, care realizează conversia energiei electrice din rețea la parametri apropiați de cei necesari alimentării montajului în curent continuu — tensiune continuă.

— redresorul propriu-zis, care transformă tensiunea alternativă în tensiune continuă pulsatorie.

— blocul de filtraaj al tensiunii continue pulsatorii, format dintr-un grup de condensatoare electrolitice și neelectrolitice.

— stabilizator de tensiune, funcție de tipul alimentării cu energie a blocului electronic (preamplificator, corector de ton, etc.).

— generator de formă de undă (chiar la unele aplicații) în cazul necesității în montaj a prezenței unei tensiuni continue pulsatorii cu anumită formă de undă.

Aproape totdeauna sistemul se completează cu un grup de condensatoare amplasate în paralel cu înfășurările transformatorului de rețea, în scopul deparazitării tensiunii de rețea. Pentru optimizarea regimului tranzitoriu de comutație al diodelor redresoare, în

paralel cu acestea se atașează și câte un condensator dimensionat corespunzător.

Alimentarea curent continuu — curent alternativ se realizează cu ajutorul montajelor numite *invertoare*.

Un inverter are următoarele funcțiuni:

— întreruperea periodică a unei tensiuni continue, realizând o tensiune pulsatorie cu o formă de undă apropiată de cea dreptunghiulară.

— aplicarea tensiunii pulsatorii la bornele înfășurării primare a unui transformator ridicător (sau coboritor) de tensiune. În acest fel la bornele înfășurării secundare apare o tensiune alternativă.

Dacă este necesară o tensiune alternativă stabilizată din punct de vedere al valorii eficace, de obicei este prevăzut un sistem cu buclă de reacție negativă.

Stabilizarea se face prin două metode:

— stabilizarea prin menținerea constantă a frecvenței și modificarea amplitudinii tensiunii din înfășurarea primară a transformatorului.

— stabilizarea prin menținerea unei amplitudini constante și măbind (sau micșorînd) frecvența tensiunii de alimentare din înfășurarea primară a transformatorului.

Alimentarea curent continuu — curent continuu se realizează fie direct de la sursă (baterie, acumulator) atunci cînd parametrii consumatorului (tensiunea și curentul) corespund cu cei ai sursei de energie, fie prin intermediul unui bloc electronic special numit *convertor*, atunci cînd valoarea ten-

siunii continue necesară alimentării montajului este mai mare decât cea a sursei inițiale.

Blocul convertor are următoarele funcțiuni:

— întreruperea periodică a tensiunii continue cu ajutorul unui comutator electronic, generînd o tensiune continuă pulsatorie cu o formă de undă apropiată de cea dreptunghiulară.

— aplicarea tensiunii pulsatorii la bornele înfășurării primare a unui transformator ridicător de tensiune.

— redresarea și filtrarea tensiunii alternative obținute la bornele înfășurării secundare a transformatorului ridicător de tensiune (și eventual stabilizarea ei).

Se observă echivalența: convertor = inverter + redresor. (E.M.)

## 2. CONVERTOARE CC-CC

Pentru obținerea curentului continuu cu o tensiune diferită de aceea a sursei primare se folosesc convertoarele cc-cc. Un exemplu semnificativ este

blițul pentru fotografiere, din tensiunea bateriei sau acumulatorului (4,5 ... 12 V) se obține o tensiune continuă de circa 300 ... 350 V necesară producerii fulgerului electronic. Majoritatea convertoarelor cc-cc utilizează inducțanțe. Există posibilitatea realizării unor convertoare cc-cc și fără inducțanțe. În figura X.1 prezentăm un asemenea convertor care are proprietatea de-a schimba și polaritatea tensiunii. Un asemenea convertor este deosebit de util cînd trebuie să obținem tensiuni de polarizare a unor componente cu tensiunea de polaritate opusă sursei de alimentare principale.

*Descrierea schemei de principiu.* Porțile inversoare 1 și 2 din circuitul integrat CDB 404 împreună cu rezistorul de 27 k $\Omega$  și capacitorul de 220 pF formează un circuit astabil care formează semnale dreptunghiulare cu frecvența în jur de 100 kHz. Circuitele inversoare 3 ... 6 conectate în paralel constituie un etaj de putere. Tensiunea primară de alimentare este de +15 V. Cînd la ieșirea etajului de putere este „1” logic adică +15 V, capacitorul

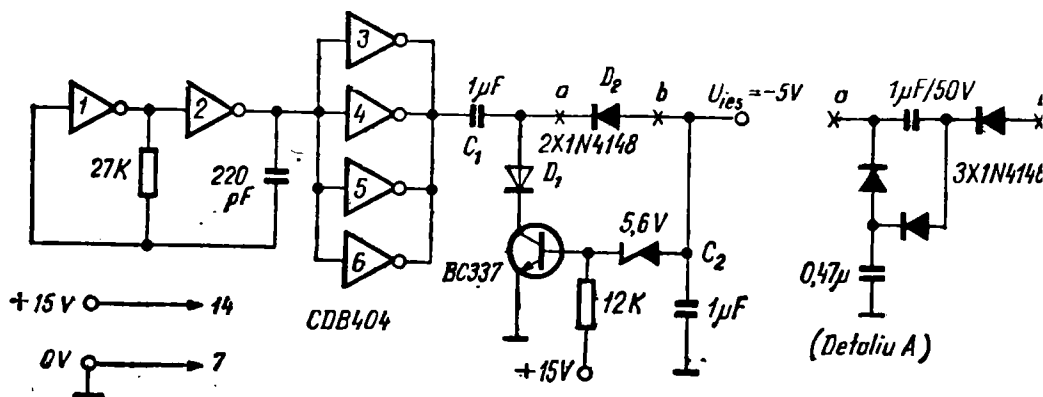


Fig. X.1. Convertor CC-CC și cu schimbarea polarității.

$C_1 = 1 \mu\text{F}$  se încarcă prin  $D_1$  și tranzistorul BC 337 care este deschis fiind polarizat prin  $R = 12 \text{ k}\Omega$ . Armătura legată la ieșirea inversoarelor va fi pozitivă, iar cea conectată spre diode negativă. În faza următoare, la ieșirea etajului de putere apare „0” logic — adică 0 V. Acum dioda  $D_1$  este blocată,  $D_2$  deschisă și se încarcă  $C_2 = 1 \mu\text{F}$  cu polaritate negativă pe armătura legată la anodul diodei  $D_2$ . Secvențele se repetă, pe capacitorul  $C_2$  aflându-se meru o tensiune de polaritate negativă. Valoarea absolută a acestei tensiuni este fixată de dioda Zener. Când aceasta se deschide, tranzistorul se blochează și nu mai permite încărcarea cu sarcini a capacitorului  $C_1$ . Cantitativ valoarea tensiunii de ieșire este:  $U_{ies} = -(U_z - U_{BE}) = -(U_z - 0,6 \text{ V})$  și este stabilizată cu o eroare de 5% la variația tensiunii de intrare între 11 V... 17 V, și de 1% la variația curentului de sarcină între 0 ... 40 mA, pentru  $U_{ies} = -5 \text{ V}$ . Tensiunea maximă care se poate obține dintr-un asemenea convertor cc-cc fără inductanțe nu poate depăși valoarea tensiunii de alimentare. Având în vedere pierderile din circuite pentru tensiuni de ieșire apropiate de valoarea tensiunii de alimentare, în convertor se va folosi metoda dublării de tensiune. În figura X.1 se dă în detaliul A modificarea pentru a se obține o tensiune de ieșire de  $-15 \text{ V}$ . Circuitul prezentat în detaliul A se va înscrie între punctele a și b notate pe schema de bază. În acest fel obținem un perfect inversor de polaritate. În acest montaj se va înlocui dioda Zener de 5,6 V cu o altă

diodă Zener de 15,6 V; considerațiile asupra alegerii capacitoarelor rămân aceleași.

*Recomandări constructive.* Montajul se va efectua pe un cablaj imprimat de circa  $40 \times 50 \text{ mm}$ . Dimensiunile acestuia vor fi influențate numai de gabaritul capacitoarelor  $C_1$  și  $C_2$  de  $1 \mu\text{F}$  la cel puțin 25 V. Se recomandă a se utiliza capacitoare multistrat tip MZ 8216 de  $1 \mu\text{F}/25 \text{ V}$  sau MZ 3226 de  $0,47 \mu\text{F}/50 \text{ V}$ , câte doi în paralel. Se pot folosi și capacitoare cu folie metalizată tip PMP 0303 de  $1 \mu\text{F}/100 \text{ V}$ , care însă sînt de gabarit mult mai mare. Pentru mărirea preciziei tensiunii de ieșire tensiunea  $U_z$  a diodei Zener va fi sortată în mod corespunzător la un curent de circa 10 ... 15 mA. Tipul diodei Zener poate fi din seria de sticlă DZ sau plastic PL. (I.S.)

### 3. SURSĂ STABILIZATĂ

În figura X.2 se prezintă schema unei surse cu masă flotantă, avînd tensiunea la ieșire reglabilă în gama 0—40 V și protejată la scurtcircuit ( $I_{sc} = 1,2 \text{ A}$ ). Circuitul integrat se alimentează de la un redresor auxiliar, format din dioda redresoare  $D_1$  și condensatorul de filtrare  $C_2$ , izolat față de redresorul principal de putere.

Aceasta permite reglarea tensiunii de la ieșirea sursei de la zero pînă la o valoare limitată doar de tensiunea  $V_{CEomax}$  a tranzistorului regulator serie,  $T_1$ .

Valoarea tensiunii de ieșire,  $V_o$ , a sursei este stabilită de rezistoarele  $R_1$ ,  $R_2$  și potențiometrul  $P_1$ .

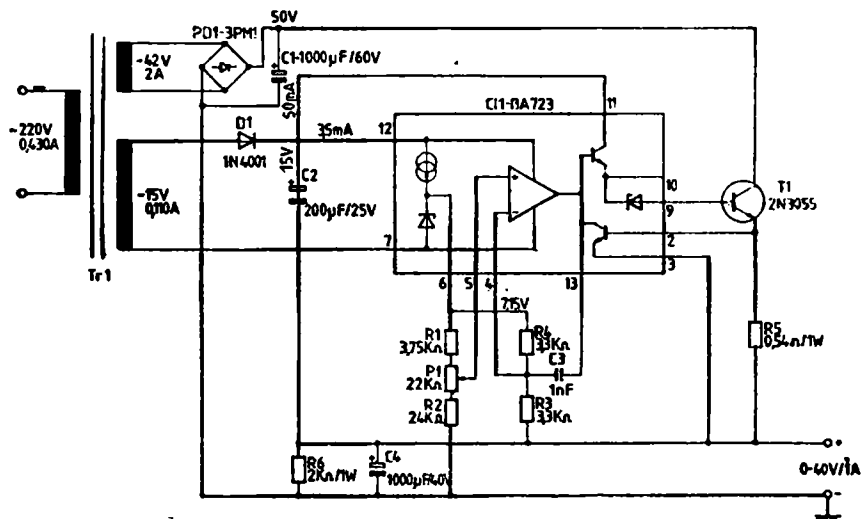


Fig. X.2. Sursă stabilizată.

Montajul prezentat este prevăzut cu circuit de protecție la scurtcircuit, format din tranzistorul limitator de curent intern circuitului integrat și rezistența de sesizare a curentului,  $R_5$ .

Valoarea maximă a curentului de scurtcircuit este limitată de curentul de colector și de puterea de disipație ale tranzistorului regulator serie.

Rezistența  $R_6$  asigură închiderea unui curent de repaus de 2%, în scopul evitării blocării sursei în regim de mers în gol.

Tranzistorul  $T_1$  trebuie să fie montat pe un radiator din profil de aluminiu cu o suprafață de cel puțin 1200 cm<sup>2</sup>, corespunzător unei rezistențe termice de cca 0,66 °C/W.

Transformatorul de rețea  $Tr.1$ , se realizează pe tole E14 avînd grosimea pachetului de 6 cm. Înfășurarea primară are 634 de spire cu sîrmă CuEm Ø 0,5, înfășurarea secundară de putere are 134 de spire cu sîrmă CuEm Ø 1,

iar înfășurarea de mică putere are 48 de spire cu sîrmă CuEm Ø 0,025.

Performanțele obținute la ieșire:

— tensiunea de ieșire s-a modificat cu maximum 16 mV la variația tensiunii de rețea în gama 198 V — 224 V. (I.M.)

#### 4. ALIMENTATOR AUTOPROTEJAT

Alimentatorul prezentat în figura X.3 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, reappare tensiunea la bornele de ieșire, fără nici o manevră și, bineînțeles, fără nici o deteriorare a montajului.

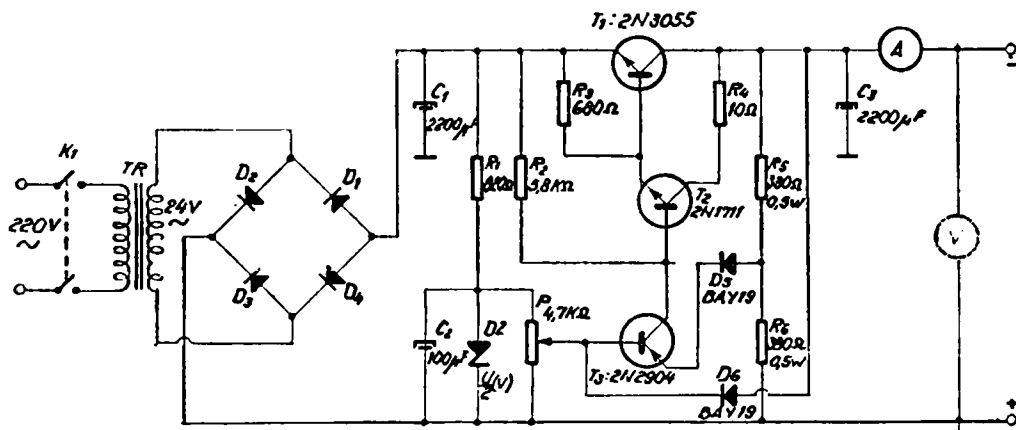


Fig. X.3. Alimentator autoprotejat.

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. (I.M.)

## 5. ALIMENTATOR DIFERENȚIAL

Montajele realizate cu circuite integrate, ca și unele scheme cu tranzistoare, necesită surse duble de tensiune

(surse diferențiale), de preferință stabilizate. O astfel de sursă furnizează două tensiuni, de obicei egale, avînd un pol comun (zero comun).

Schema din figura X.4 realizează o sursă diferențială de  $2 \times 6$  V stabilizată, capabilă să furnizeze curenți de  $20 \times 60$  mA, respectiv  $2 \times 120$  mA, dacă tranzistoarele sînt prevăzute cu mici radiatoare (în formă de U cu suprafața de cca  $6 \text{ cm}^2$ ).

Cele două tensiuni continue egale se obțin de la un transformator  $Tr$ , cu o singură înfășurare secundară (9 V/0,5 A) prin redresarea alternanțelor cu diodele  $D_1-D_2$  (1N 4001 — 1N 4007) și filtrare ( $C_1$  și  $C_2$ ). Stabilizarea se face prin tranzistoarele serie  $T_1$  (BD 135, BD 137) și  $T_2$  (BD 136, BD 138), care au montate în baze diodele Zener  $DZ_1$  și  $DZ_2$  (PL6V8Z). S-au ales diode de referință cu tensiunea peste 6 V, ținînd cont de căderile de tensiune pe joncțiunile cu siliciu ale tranzistoarelor serie. Practic se pot sorta din seriile PL6V8Z sau PL6V2Z exemplare cu tensiunea de referință de cca 6,5—6,6 V și atunci

se obțin la ieșire tensiuni mai apropiate de 6 V.

Alimentatorul nu este protejat la scurtcircuit, dar valoarea curentului de scurtcircuit este limitată prin introducerea rezistorului  $R_3$  în serie cu polul comun (după condensatoare, pentru a limita descărcarea bruscă a acestora). Valoarea lui  $R_3$  se poate modifica în funcție de curentul maxim dorit.

Se poate utiliza un transformator de sonerie, al cărui secundar se rebovinează pentru 9 V, fără prize mediane. (I.M.)

## 6. REDUCĂTOR DE BRUM

Deoarece aproape toate etajele amplificatoare de audiofrecvență utilizează o tensiune continuă, de valoare diferită față de cea a rețelei electrice în scopul conversiei la parametri nominali de funcționare se utilizează un transformator coborîtor de tensiune urmat de un redresor. Schema electrică cel mai des utilizată datorită simplității și fiabilității este prezentată

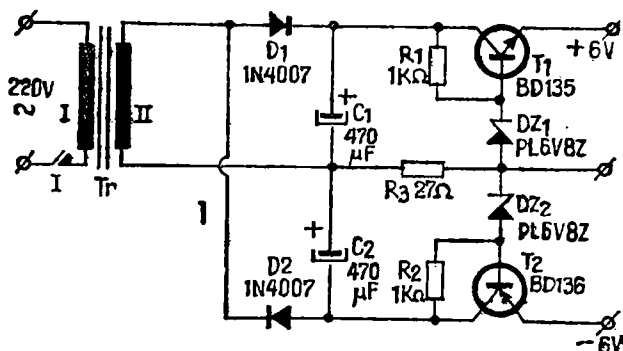


Fig. X.4. Alimentator diferențial.



tensiunea oscilantă de restabilire sau unda de supratensiune.

Grupul  $C_{10}D_5C_{11}R_3$  reduce substanțial brumul de rețea. În timpul în care consumul alimentatorului este mic (pauză sau la semnale audio mici) dioda  $D_5$  este blocată, iar grupul  $C_{10}R_3C_{11}$  realizează un filtru. Acesta elimină practic complet brumul. Imediat ce consumul crește, va crește și tensiunea la bornele diodei  $D_5$ , pînă ce aceasta „se deschide” și șuntează rezistorul  $R_3$ . Astfel scăderea de tensiune în sarcină la bornele alimentatorului este neînsemnată, iar brumul de rețea practic eliminat. (E.M.)

## 7. ALIMENTATOR PENTRU CALCULATOR

Montajul prezentat în figura X.7 este destul de simplu, fiindcă trebuie să debiteze numai 150 mA la o tensiune de 3 V. Se folosește în transformator de sonerie care în secundar are o punte redresoare. După puntea redresoare, la bornele conductorului de 1000  $\mu$ F tensiunea are valoare de aproximativ 6,3 V. În serie cu alimentarea se montează un rezistor de 20  $\Omega$  (sau un bec 6,3 V/0,3 A), după care sînt montate cele 4 diode de stabili-

zare. La ieșire este conectat încă un condensator de 470  $\mu$ F pentru filtraj și o diodă LED pentru semnalizare. (I.M.)

## 8. ALIMENTATOR PENTRU BECURI FLUORESCENTE

Becurile fluorescente dau o lumină mai apropiată de lumina naturală și au un randament luminos mai mare decît becurile cu filament incandescent.

Pentru a reduce consumul de energie electrică este deci indicată folosirea lor, dar acestea au un flux luminos care pulsează cu frecvența de 50 Hz a rețelei, lucru ce deranjează în anumite situații.

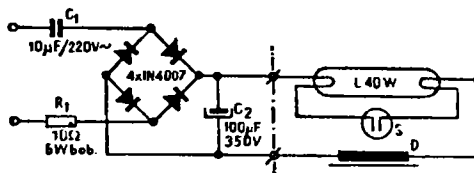


Fig. X.8. Alimentator pentru becuri fluorescente.

Pentru a înlătura acest neajuns, ele pot fi alimentate în curent continuu, ca în schema prezentată în figura X.8.

Instalația veche a becului fluorescent rămîne, dar ea se deconectează

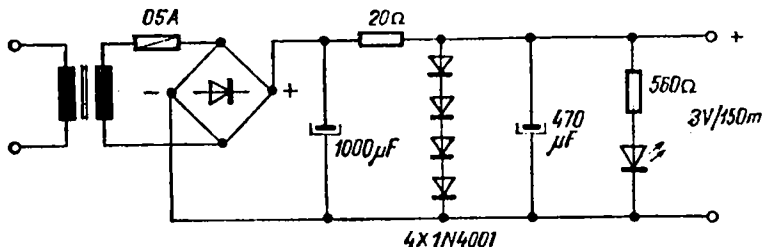


Fig. X.7. Alimentator pentru calculator.



și se alimentează prin intermediul montajului prezentat. Condensatorul  $C_1$  limitează curentul în circuit la valoarea necesară puterii becului, iar rezistența  $R_1$  limitează curentul la conectare pînă la încărcarea condensatorului  $C_2$ . Condensatorul  $C_1$  poate fi înlocuit cu două condensatoare a  $5 \mu\text{F}/220 \text{ V}$ , conectate în paralel.

Alimentatorul mai are avantajul de a contribui la îmbunătățirea cosinului de  $\varphi$ , fiind alimentat prin condensator. (I.M.)

## 9. CONVERTIZOR

Montajul prezentat în schema din figura X.8, permite alimentarea tuburilor fluorescente cu puterea de pînă la  $20 \text{ W}$ , de la un acumulator auto cu tensiunea nominală de  $12 \text{ V}$ . Schema se remarcă prin plasarea înfășurării de reacție nu în bază, ci în serie cu circuitul de emitor al tranzistorului. Ca și celelalte montaje de acest gen,

tubul fluorescent poate avea filamentele arse.

Schema esse concepută pentru utilizarea unui miez din ferită, de tipul celor folosite în transformatoarele de linii din televizoare (recomandăm tipul U57/28 sau alte similare). Aceasta simplifică mult realizarea bobinajelor, permițînd totodată funcționarea oscilatorului pe frecvențe ultrasonore (peste  $20 \text{ kHz}$ ). Desigur, se impune alegerea (eventual chiar sortarea experimentală) a unui exemplar de tranzistor de putere care să oscileze cu randament bun la această frecvență, de exemplu din tipurile KD 502, KD 503, KD 607, KU 607 etc. Tranzistorul se montează pe un radiator cu suprafața de cca  $100 \text{ cm}^2$ .

Înfășurările de colector,  $N_1 = 11$  spire, și de emitor,  $N_2 = 6$  spire, ambele din conductor CuEm  $\varnothing 1-1,2 \text{ mm}$ , se bobinează în această ordine pe una din carcusele miezului, iar înfășurarea secundară,  $N_3 = 170$  spire CuEm  $\varnothing 0,35 \text{ mm}$ , pe cea de-a

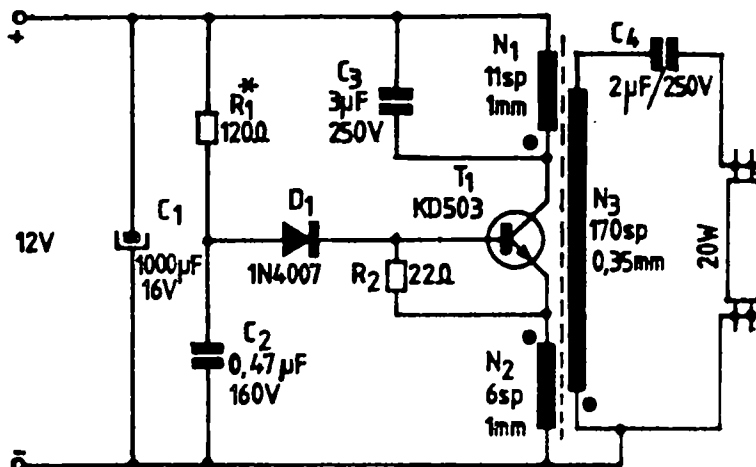


Fig. X.9. Convertizor.

doua carcasă. Se poate încerca optimizarea experimentală a randamentului (pînă la circa 75%) prin introducerea unui întrefier de circa 0,1 mm între cele două brațe ale miezului. Începuturile înfășurărilor au fost marcate pe schemă cu un punct.

Înfășurarea de colector are conectat în paralel un condensator nepolarizat, a cărui valoare se tatonează experimental (eventual se pun în paralel două sau mai multe condensatoare de valori mai mici). Se obține astfel un circuit acordat care îmbunătățește randamentul de transfer.

Frecvența optimă de lucru, preferabil 20 kHz, se alege în funcție de miezul disponibil, urmărindu-se obținerea unei iluminări maxime a tubului pentru un consum minim de curent. În acest sens pot fi corectate valorile lui  $R_1$  — rezistor bobinat, cu puterea de disipație de cel puțin 5 W — și  $C_2$  — condensator nepolarizat, cu tensiunea de lucru de 160—250 V. Simultan se corectează și valoarea condensatorului  $C_3$ .

Recomandăm începătorilor care doresc să experimenteze acest montaj folosirea unor miezuri de ferită recuperate din televizoarele vechi, avînd astfel garanția că ele au funcționat acolo. Miezurile procurate de ocazie, adeseori desperecheate sau cu destinație necunoscută, pot crea surprize neplăcute. (I.M.)

## 10. REDRESOR PENTRU ACUMULATOARE

Încărcarea acumulatorilor impune o sursă de construcție specială care să permită livrarea unor curenți și ten-

siuni bine stabilite. Sursa prezentată în continuare are câteva particularități și anume: protecție la conectarea inversă a bateriei, limitarea automată a curentului maxim de încărcare, adaptarea permanentă a curentului la gradul de încărcare a bateriei, oprire automată la încheierea încărcării, cînd tensiunea la bornele bateriei atinge o valoare maximă prestabilită. La acestea se mai adaugă și avantajul funcționării în impulsuri, care, după cum se știe, contribuie la prelungirea duratei de viață a bateriei. Într-adevăr, la montajul prezentat în figura X.10 reglarea curentului mediu de încărcare se face prin deschiderea intermitentă a transistorului, comandat de cele patru tranzistoare. Comutația statică reduce substanțial pierderile de energie prin disipație termică, inevitabile în cazul redresoarelor simple, cu elemente de limitare pasive (becuri, rezistențe de putere înseriate etc.).

Sursa de tensiune continuă o constituie un redresor de putere adecvată, nefiltrat (transformator plus punte redresoare). De exemplu, pentru încărcarea acumulatorilor cu tensiune nominală de 12 V și capacitatea de pînă la 45 Ah se poate folosi un transformator de 220 V/18 V, cu secundarul dimensionat pentru un curent maxim de circa 4,5 A. Puntea redresoare poate fi monolitică (de 10 ... 20 A) sau formată din patru diode de putere (cel puțin 10 A/100 V), în ambele cazuri fiind necesare radiatoare pentru evitarea încălzirii periculoase la funcționare îndelungată. Se recomandă ca blocul redresor să fie verificat separat, pe o sarcină artificială care să-i solicite

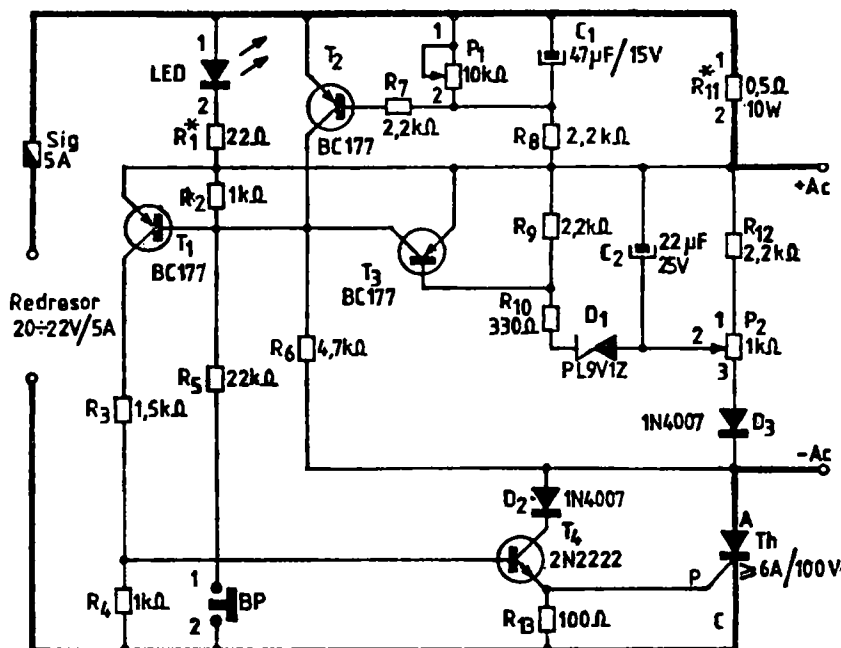


Fig. X.10. Redresor pentru acumuloare.

un curent de 3,5–4 A, timp de cel puțin o jumătate de oră. Tensiunea la borne nu trebuie să scadă sub circa 20 V, iar încălzirea să fie acceptabilă.

Tensiunea furnizată de redresor s-a luat sensibil mai mare decât tensiunea la bornele unui acumulator de 12 V complet încărcat (circa 14,4 V). Diferența aceasta este necesară pentru a compensa căderile de tensiune pe tiristor în conducție și pe rezistența  $R_{11}$ , care joacă aici rolul de traductor de curent.

În legătură cu dimensionarea rezistorului  $R_{11}$  se impun câteva observații importante. Valoarea rezistenței sale (în schema inițială 0,33  $\Omega$ ) este determinată în ceea ce privește plaja în care poate fi reglat din  $P_1$  curentul maxim de încărcare. Pentru comanda fermă a tranzistorului  $T_2$ , prin divi-

zorul  $P_1$ – $R_8$  (deci pentru intrarea în acțiune a limitării automate de curent), căderea de tensiune la bornele lui  $R_{11}$  trebuie să fie de cel puțin circa 1 V. Dacă dorim de exemplu, să alegem pragul inferior al curentului maxim de încărcare la circa 3 A, vom lua  $R_{11} = 1 \text{ V} / 3 \text{ A} = 0,33 \Omega$ . În unele situații practice este util să putem limita curentul la o valoare chiar mai mică, de exemplu de 2 A (deci  $R_{11} = 0,5 \Omega$ ). După ce am stabilit acest prag inferior, care devine astfel un parametru dat prin construcție, prin manevrarea potențiometrului  $P_1$  ne alegem curentul maxim de lucru dorit. Atenție însă la configurația divizorului  $P_1$ – $R_8$ : atunci când cursorul potențiometrului se află în extremitatea 2, deci când  $P_1$  este șuntat complet, tranzistorul  $T_2$  nu se mai poate

„deschide” și, prin urmare, limitarea de curent (blocarea tiristorului) nu mai operează. Dacă butonul potențiometrului nu este etalonat în prealabil, riscăm astfel să suprasolicităm pînă la distrugere tiristorul, deoarece siguranța fuzibilă se arde de regulă prea tîrziu (este însă utilă pentru protecția transformatorului și a bateriei). De aceea se recomandă ca orice reajustare din  $P_1$  a curentului maxim de încărcare să fie urmată de o verificare orientativă prin măsurarea căderii de tensiune pe  $R_{11}$ . Un control vizual suplimentar este oferit în acest sens de dioda LED, conectată la bornele lui  $R_{11}$ , în serie cu rezistența de limitare  $R_1$ .

La dimensionarea rezistorului  $R_{11}$ , se va avea în vedere curentul maxim preconizat, de circa 4—4,5 A. Conductorul din care se realizează, de preferință constantan sau manganină, trebuie să suporte fără încălzire periculoasă acest curent. În caz contrar se pot răsuci împreună două-trei fire mai subțiri (de exemplu, două fire de constantan cu diametrul de 0,7—0,8 mm). Valoarea dorită a rezistenței se stabilește măsurînd căderea de tensiune între capete, atunci cînd conductorul este parcurs de un curent dat (de exemplu, circa 1,5 V la 3 A). După realizarea rezistorului se impune o probă în sarcină maximă, timp de o jumătate de oră. Din punct de vedere al puterii de disipație a acestui rezistor, orice supradimensionare accesibilă este utilă. Nu trebuie să uităm că la funcționarea în impulsuri, diferența dintre valoarea medie și cea eficientă poate deveni apreciabilă. Pe cîtă vreme un ampermetru înseriat cu  $R_{11}$  (sau

un voltmetru în paralel) va indica valoarea medie a curentului (a tensiunii la borne), încălzirea prin efect Joule este determinată de intensitatea eficientă a curentului, care poate depăși cu mult media. Oricum, rezistorul  $R_{11}$  se va plasa pe un perete lateral al cutiei aparatului, distanțat corespunzător, pentru o răcire eficientă prin autoventilație. (I.M.)

## 11. REDRESOR AUTOMAT

La schema redresorului din figura X.11 tensiunea pulsatorie, furnizată de blocul redresor, este aplicată bateriei de încărcat prin intermediul unui tiristor,  $Th$ , cu rol de comutator static. Amorsarea tiristorului este controlată simultan de către un circuit care „măsoară” tensiunea la bornele acumulatorului și un alt circuit care „măsoară” curentul de încărcare.

După ce s-a conectat acumulatorul ce urmează a fi încărcat, tensiunea de la bornele acumulatorului face ca prin divizorul  $R_7$ — $R_3$ , ca și prin joncțiunea bază-emitor a lui  $T_1$ , să circule un curent slab. Ca urmare, tranzistorul  $T_1$  intră în conducție, curentul prin  $R_4$  devine suficient pentru deschiderea lui  $T_4$  și în consecință tiristorul este amorsat.

Dacă bateria conectată la ieșire este puternic descărcată (are o tensiune sub 4 V), curentul debitat de ea prin divizorul  $R_7$ — $R_3$  este insuficient pentru deschiderea tranzistorului  $T_1$ . Pentru astfel de situații a fost prevăzut butonul „Pornire”, prin a cărui apăsare  $T_1$  intră în conducție,  $T_4$  la fel și tiristorul amorsează. Butonul se ține apă-

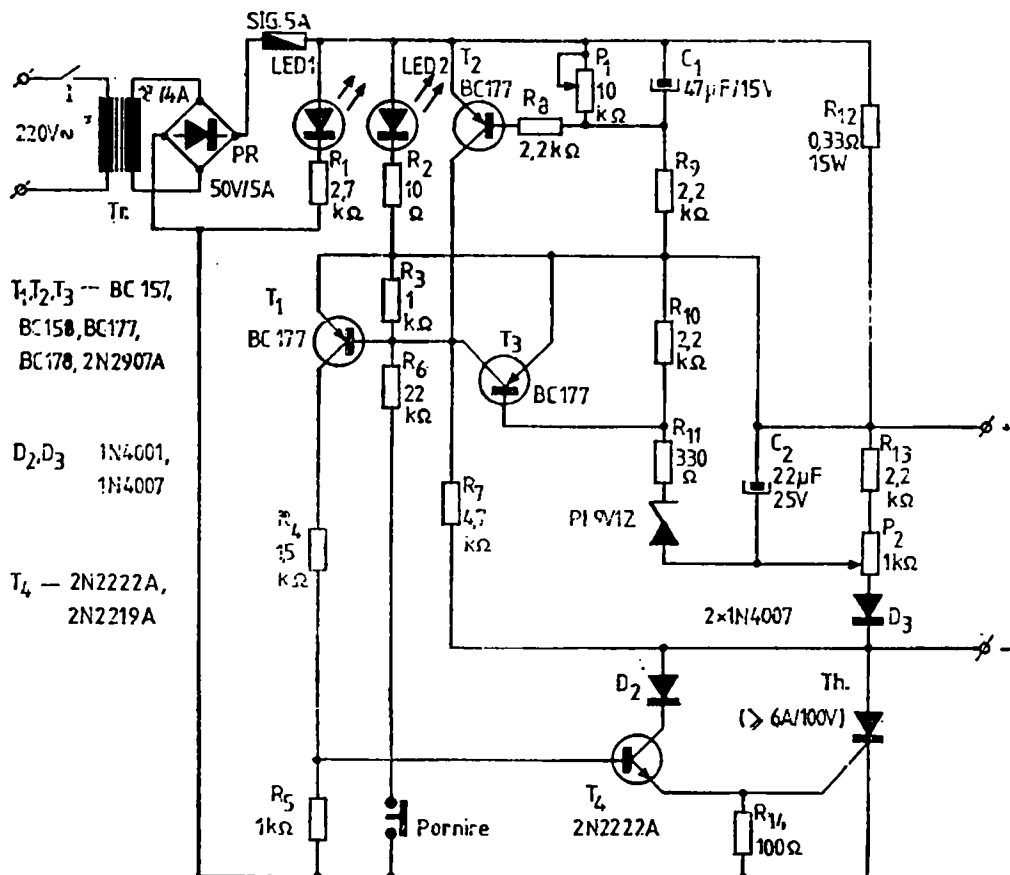


Fig. X.11. Redresor automat.

sat câteva zeci de secunde, timp în care tensiunea bateriei crește suficient pentru automenținerea încărcării.

Să vedem în continuare cum intervin circuitele, traductoare de tensiune și de curent pentru controlul amorsării. Curentul de încărcare produce la bornele rezistenței  $R_{L_1}$  o cădere de tensiune, mediată de condensatorul  $C_1$ . Când acesta depășește valoarea prestabilită, tranzistorul  $T_3$  se deschide și îl blochează  $T_1$ , împiedicând amorsarea tiristorului și stabilește astfel o limită

încărcare, reglabilă din potențiometrul  $P_1$ .

Pe de altă parte, tensiunea la bornele bateriei este „urmărită” de  $T_3$ . Atunci când ea depășește valoarea fixată prin reglajul lui  $P_2$ , tranzistorul  $T_3$  se deschide și îl blochează  $T_1$ , împiedicând amorsarea tiristorului.

Dioda electroluminescentă  $LED_1$  servește ca indicator de rețea, iar  $LED_2$  oferă o indicație vizuală a curentului mediu de încărcare.

Transformatorul se dimensionează pentru a furniza în secundar circa

18 V la un curent de 4 A. Puntea redresoare (la cel puțin 5 A/50 V) și tiristorul (orice tip, la minimum 6 A/100 V) vor fi montate pe radiatoare adecvate.

După realizarea în forma experimentală, montajul se alimentează de la rețea, fără însă a conecta la ieșire bateria de acumulare. Se măsoară tensiunea continuă după punte, care trebuie să fie de cca 20 V ( $\pm 20\%$ ) și tensiunea la bornele de ieșire, care trebuie să fie zero.

Se plasează cursorul lui  $P_1$  la extremitatea dinspre  $R_6$  și cursorul lui  $P_2$  la extremitatea dinspre  $R_{13}$ , după care se conectează la ieșire o baterie complet descărcată. După demararea încărcării (prin apăsarea butonului „Pornire” atîta timp cît este necesar), se măsoară tensiunea la bornele lui  $R_{12}$ . Se ajustează  $P_1$  astfel încît căderea de tensiune pe  $R_{12}$  să fie de cca 1 V, ceea ce asigură limitarea curentului maxim de încărcare la 8 A.

Reglajul lui  $P_2$  se poate face numai după încărcarea completă a bateriei. În acest scop se pune voltmetrul la bornele bateriei și se așteaptă ca indicația să atingă 14 V. În acest moment se mută voltmetrul la bornele lui  $R_{12}$  și se ajustează  $P_2$  astfel ca indicația să fie mai mică de 0,5 V.

După aceste reglaje montajul poate fi utilizat „de probă”. Se recomandă ca primele funcționări să fie supravegheate, urmărindu-se încălzirea pieselor (diode, tiristor,  $R_{12}$ ), care nu trebuie să depășească limitele admise. De asemenea se vor verifica prin măsurători directe limitările de curent impuse

(la pornire,  $I = 3$  A, iar la terminarea încărcării  $I = 0$ ).

Protecția de scurtcircuit este realizată prin siguranța fuzibilă de 5 A. (I.M.)

## 12. CUM SE REALIZEAZĂ PROTECȚIA MONTAJELOR ELECTRONICE?

Pentru orice montaj electronic este necesar a fi prevăzut un sistem de protecție la suprasarcinile aleatoare care pot apare în timpul funcționării. Solicitățile accidentale ale componentelor active sau pasive de circuit se clasifică în două mari categorii:

— depășirea tensiunii maxime admise;

— depășirea curentului maxim admis.

În funcție de aceste tipuri de solicitări s-au prevăzut cele două sisteme de protecție:

— protecția la supratensiune;

— protecția la supracurent.

Protecția la supratensiune a unui montaj electronic are ca scop limitarea unor creșteri accidentale de tensiune, deoarece orice componentă electronică are prevăzut un regim de funcționare bine definit în această privință. Depășirea valorii maxime de tensiune are de cele mai multe ori ca efect distrugerea sigură a componentei electronice. Sistemul de protecție la supratensiune trebuie să fie rapid, în scopul realizării unei protecții eficiente. Majoritatea sistemelor se bazează pe amplasarea, în momentul apariției undei de supratensiune, a unui circuit cu rezistență internă mică, pentru limitarea ei. În figurile X.12, X.13 și X.14

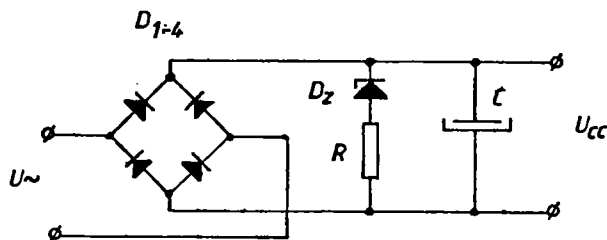


Fig. X.12. Protecția la supratensiune prin limitarea frontului unei supratensiuni accidentale cu diodă Zener.

se prezintă unele sisteme uzuale de protecție a unui montaj electronic la supratensiuni accidentale. Sistemul prezentat în figura X.12 utilizează proprietatea unei diode Zener de limitare (stabilizare) a tensiunii, pentru o gamă diversă de curenți. În condiții normale de funcționare ( $U_{red\ max} < U_z$ ) dioda Zener nu intervine, rămânând „blocată”.

La apariția unei de supratensiune, dioda Zener limitează valoarea maximă a frontului de undă  $U \approx U_z$ , protejind condensatorul de filtraaj  $C$  și diodele din puntea redresoare. Rezistența  $R$  (de valoare foarte mică) limitează curentul prin dioda Zener. În figura X.12 se observă amplasarea în colectorul tranzistorului  $T$  a diodei  $D$ , în paralel cu bobina releului  $R_{EL}$ . În acest fel

tranzistorul  $T$  este protejat la apariția tensiunii de autoinducție la bornele bobinei (dioda o scurtecircuitează). În figura X.14 se observă prezența tiristorului  $T$ , care la depășirea unei anumite valori a tensiunii de la bornele rezistențelor  $R_1 + R_2$ , se amorsează, produce un scurtcircuit al tensiunii de alimentare și, prin arderea siguranței fuzibile  $S$ , întrerupe alimentarea cu energie electrică a consumatorului  $L$ .

Protecția la supracurent a unui montaj electronic se bazează pe sesizarea de către sistemul de protecție a depășirii curentului admisibil. Ca urmare a acestui lucru sistemul de protecție acționează. El poate acționa în două feluri:

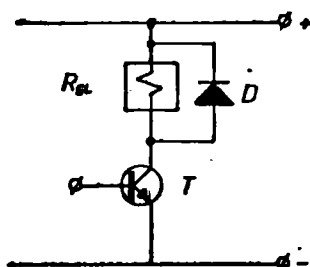


Fig. X.13. Protecția tranzistorului  $T$  la supratensiunea generată de bobina releului  $R_{EL}$  datorită fenomenului de autoinducție.

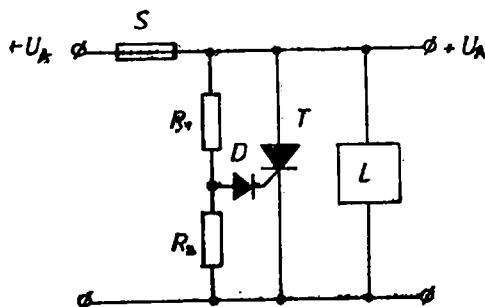


Fig. X.14. Protecția montajului  $L$  la supratensionare prin întreruperea alimentării în momentul apariției unei de supratensiune.

— întreruperea curentului în circuitul electric;

— limitarea curentului la o valoare prestabilită.

Deoarece depășirea curentului maxim admisibil de lucru provoacă de cele mai multe ori distrugerea componentei electronice datorită efectului termic, sistemul de protecție se dimensionează astfel încât viteza sa de răspuns să asigure funcționarea într-un timp util. Cel mai simplu mijloc de protecție la supracurent este siguranța fuzibilă, preferată în multe cazuri datorită eficienței sale. Indiferent de tipul protecției alese, orice montaj electronic are amplasată în circuitul principal de alimentare cel puțin o siguranță fuzibilă, dimensionată corespunzător. În funcție de viteza necesară asigurării protecției, siguranțele pot fi simple sau ultrarapide.

Un alt tip de protecție la supracurent este format din montajele care sesizează supracurentul și imediat declanșează sistemul de limitare sau întrerupere al acestuia. Limitarea curentului se poate face prin două metode:

— limitarea curentului prin acționarea asupra elementelor din montaj care contribuie la generarea lui;

— limitarea curentului prin întreruperea lui.

În figura X.15 se observă sistemul de protecție la supracurent al unui amplificator de audiofrecvență — etajul final. La depășirea curentului maxim stabilit pentru etajul final, apare o tensiune la bornele rezistorilor  $R$  și  $R_E$ , care comandă deschiderea tranzistoarelor  $T_3$  și  $T_4$ . În acest fel curentul

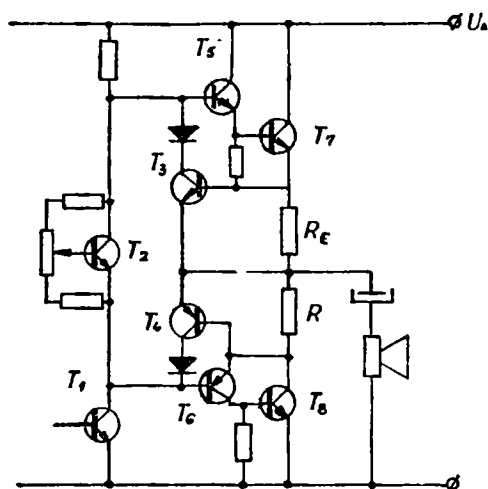


Fig. X.15. Protecția unui etaj final la supracurent.

din bazele tranzistoarelor  $T_5$  și  $T_6$  este limitat, acest lucru avînd ca efect limitarea curenților de colector și tranzistoarelor  $T_7$  și  $T_8$ , deci limitarea curentului livrat de etajul final.

În figura X.16 se remarcă sistemul de limitare a curentului furnizat de un etaj stabilizator de tensiune. În momentul depășirii unei anumite valori a tensiunii la bornele rezistorului  $R_E$ , tranzistorul  $T_4$  se deschide și limitează (derivarea prin consumator) curentul livrat de către rezistorul  $R$  dubletului  $T_1T_2$ . În acest fel curentul de colector al tranzistorului  $T_1$  se micșorează, deci este realizată limitarea curentului livrat de stabilizatorul de tensiune.

De cele mai multe ori, sistemele de protecție la supratensiune și supracurent sînt prezente simultan în cadrul unui montaj electronic, asigurînd funcționarea acestuia în condiții normale de exploatare. (E.M.)



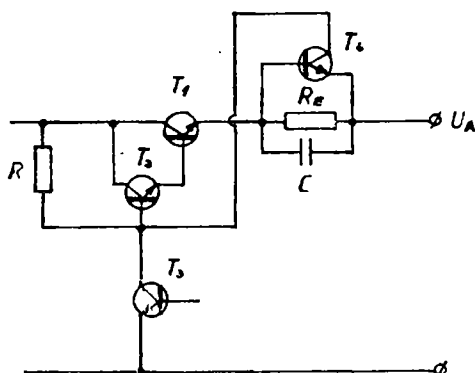


Fig. X.16. Protecția unui stabilizator de tensiune la supracurent.

### 13. CUM SE REALIZEAZĂ UN TRANSFORMATOR DE REȚEA?

Transformatorul de rețea reprezintă unul din elementele esențiale din cadrul unui montaj electronic. El îndeplinește rolul conversiei parametrilor energiei electrice preluate de la rețeaua de alimentare, în scopul adaptării tensiune-curent la necesitățile energetice ale montajului. Pentru realizarea unui transformator de rețea este necesar a se cunoaște următoarele date inițiale:

— tensiunile de la bornele înfășurării primare  $U_1$  și bornele înfășurărilor secundare  $U_{21}, U_{22}, \dots, U_{2n}$ ;

— curenții maximi preluați de la bornele înfășurării secundare  $I_{21}, I_{22}, \dots, I_{2n}$ .

Parametrii necesari stabilirii elementelor constitutive practice ale transformatorului se calculează în felul următor:

— puterea totală preluată de la rețea:

$$P_1 = 1,05 (P_{21} + P_{22} + \dots + P_{2n})$$

$$P_{21} = U_{21} I_{21}, P_{22} = U_{22} I_{22}, \dots,$$

$$\dots, P_{2n} = U_{2n} I_{2n}$$

— curentul de la înfășurarea primară, preluat de la rețea:

$$I_1 = \frac{P_1}{U_1}$$

— dimensiunile miezului magnetic (secțiunea  $a \times b$ )

$$S_{FE} = 1,2 \sqrt{P_1} \text{ [cm}^2\text{]}$$

$$S_{\text{PACHET TOLE}} = \frac{S_{FE}}{0,95} = (a \times b) \text{ [cm}^2\text{]}$$

se recomandă  $a \leq 1,2b$

— calculul numărului de volți pe spiră  $e$  și al numărului total de spire al înfășurărilor:

$$e = \frac{48}{S_{FE}}$$

$$N_1 = U_1/e \quad N_{21} = \frac{U_{21}}{e} \dots N_{2n} = \frac{U_{2n}}{e}$$

Conductorul de CuEm se alege din tabelul X.1, în funcție de valoarea maximă a curenților. Din același tabel se alege și factorul de spațiu al bobinajului  $\xi$  (numărul de spire pe  $\text{cm}^2$ ). Se calculează suprafața minimă a fetei transformatorului (suprafața în care intră carcasa bobinată).

$$A_{\min} = \frac{N_1}{\xi_1} + \frac{N_{21}}{\xi_{21}} + \frac{N_{22}}{\xi_{22}} + \dots + \frac{N_{2n}}{\xi_{2n}}$$

— se alege unul din tipurile de tolă prezentate în figura X.17, având în vedere și grosimea pereților carcasei pe care se execută bobinajul înfășurărilor:

$$A_{\min} \leq 0,85 A_{\text{REAL}}$$

$$A_{\text{REAL}} = A_{\text{tolă}} - A_{\text{carcasă}}$$

Având aceste date pregătite, se trece la realizarea practică a transformatorului. Carcasa pe care se execută bobinajul înfășurărilor este realizată dintr-un material izolant de tip pertinax, textolit, sticlotextolit etc. Se recomandă ca detaliul C figura X.18, să aibă o grosime de 1,5 ... 2 ori mai mare decât detaliile A și B. Dimensiunile detaliilor A, B și C ale carcasei se corelează astfel încât tolele miezului

Date cu privire la conductorii de CuEm folosiți la realizarea bobinajelor.

Tabelul X.1

DIMENSIUNEA $\varnothing$ [mm]	SECȚIUNEA [mm <sup>2</sup> ]	CURENT MAXIM ADMISIBIL [mA]	REZISTENȚA [ $\Omega$ /m]	[NR. SPIRE/cm <sup>2</sup> ]	
				CU IZOLA- ȚIE ÎNTRE STRATURI	FĂRĂ IZOLA- ȚIE ÎNTRE STRATURI
0.05	0.00196	7	8.85	13 250	16 150
0.06	0.00283	10	6.15	10 250	11 630
0.07	0.00385	12	4.52	3 330	9 700
0.08	0.00503	17	3.46	7 170	8 260
0.09	0.00636	22	2.73	5 970	6 800
0.1	0.00785	24	2.21	4 460	6 100
0.12	0.01131	34	1.537	3 190	4 210
0.15	0.01767	53	0.983	2 260	2 880
0.18	0.02545	76	0.682	1 730	2 050
0.2	0.03142	94	0.552	1 465	1 715
0.22	0.03801	115	0.457	1 210	1 460
0.25	0.04909	147	0.354	978	1 140
0.28	0.06158	188	0.282	813	925
0.3	0.07069	215	0.246	722	807
0.35	0.08621	293	0.1806	530	594
0.4	0.1257	315	0.1383	350	470
0.45	0.1590	400	0.1092	277	371
0.5	0.1964	490	0.0885	224	300
0.55	0.2376	590	0.0731	190	254
0.6	0.2827	650	0.0615	162	200
0.65	0.3318	760	0.0524	140	186
0.7	0.3848	880	0.0452	125	153
0.8	0.5027	1 150	0.0346	95.5	117
0.9	0.6362	1 450	0.0274	78	93
1.0	0.7854	1 800	0.0221	65	75
1.1	0.9503	2 200	0.01829	48.5	62
1.2	1.131	2 600	0.01536	40.5	52
1.3	1.327	2 750	0.01310	34.5	44.5
1.4	1.539	3 200	0.01129	31	40
1.5	1.767	3 500	0.00984	26.5	33.5
1.6	2.011	4 000	0.00863	22	28
1.8	2.545	5 100	0.00633	19	23
2	3.142	6 300	0.00556	15.5	19
2.2	3.801	7 600	0.00456	14.5	15.5
2.5	4.906	9 900	0.00354	12	12.2
2.8	6.158	12 300	0.00283	11.5	12
3	7.069	14 000	0.00246	8.5	9

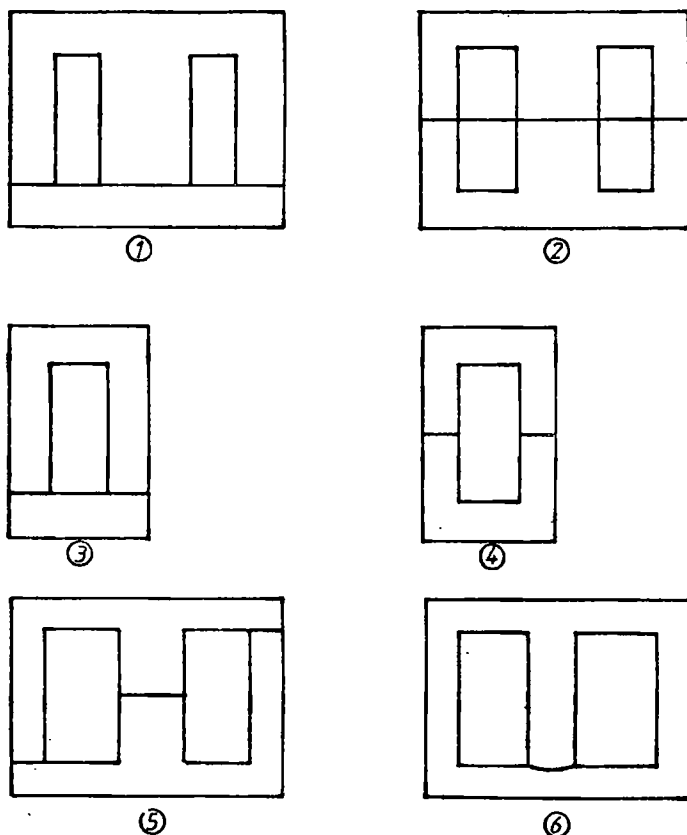


Fig. X.17. Tipuri de tole ștanțate pentru transformatoarele monofazate de dimensiuni mici (max. 200 VA);  
 1 — tole E+I, 2 — tole E+E, 3 — tole U+I, 4 — tole U+U, 5 — tole F+F, 6 — tole T.

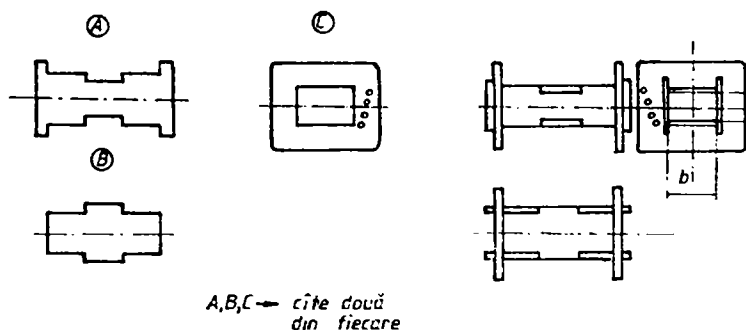
magnetic să intre relativ ușor, dar fără joc, în spațiul interior al carcasei bobinate (fig. X.19).

Bobinajul se realizează avînd grijă ca la fiecare strat să fie dispusă o fișie izolată din preșpan sau hostafan (sau pînză uleiată). Înfășurarea primară se realizează prima, se dispun două straturi de pînză uleiată pentru o izolație dintre înfășurările secundare și rețea cît mai bună, și apoi se continuă bobinarea înfășurărilor secundare. Se recomandă ca lungimea terminalcilor înfășurărilor să aibă minim 15 cm. Fiecare

terminal se izolează suplimentar cu un tub izolant din PVC, țesătură de sticlă impregnată, etc.

După realizarea ultimului strat, bobina se impregnează cu vopsea sau lac nitrocelulozic subțire, se lasă să se usuce bine (minim 12 ore) și ulterior se acoperă cu un ultim strat protector din preșpan sau alt material izolant (hostafan, triafol etc.).

După realizarea bobinării carcasei, aceasta se întolează cu atenție (pentru a nu zgîria bobina sau terminalele) și apoi miezul magnetic se strînge cu



A, B, C — câte două  
din fiecare

Fig. X.18. Modul de realizare a carcasei pentru bobinaj — detalii și modul de asamblare.

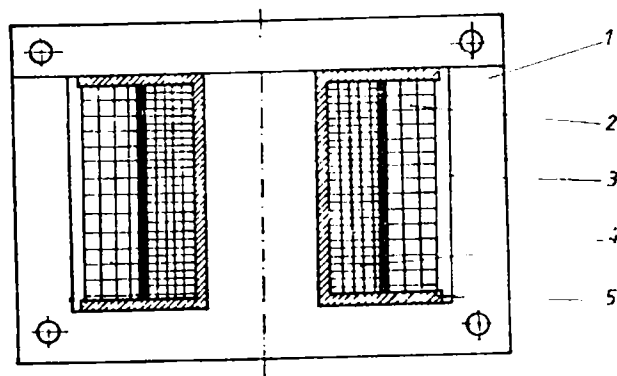


Fig. X.19. Transformatorul de rețea — secțiune; 1 — miez magnetic, 2 — înfășurarea secundară, 3 — izolația dintre înfășurările primară și secundară, 4 — înfășurarea primară, 5 — carcasa bobinajului.

ajutorul pieselor de strângere. Tolcle se vor dispune alternativ (E + I, I + E etc.) pentru a micșora cât mai mult întrefierul circuitului magnetic format de acestea. După strângere miezul se pensulează cu un lac sau vopsea fluidă în vederea impregnării și se lasă la uscat minim 6 ore. După necesități, se poate prevedea și o

placă de borne cu cose, care să fie prinsă de piesele de strângere ale miezului magnetic. Terminalele bobinei se sudează prin cositorire la coscele plăcii de borne, care se marchează corespunzător prin numere sau litere, în vederea identificării cu ușurință. (E.M.)

# CUPRINS

<i>Notă asupra ediției</i> .....	5
<b>I. Despre elementele pasive de circuit</b>	
<b>A. Rezistoare</b> .....	6
1. Generalități .....	6
2. Caracteristici generale .....	7
3. Marcarca rezistoarelor .....	8
4. Clasificarea rezistoarelor .....	9
<b>B. Condensatoare (Capacitoare)</b> .....	12
1. Generalități .....	12
2. Caracteristici principale ale condensatoarelor .....	13
3. Tipuri constructive de condensatoare .....	15
<b>C. Bobine</b> .....	19
1. Generalități .....	19
2. Caracteristici principale .....	20
3. Construcția bobinelor .....	22
4. Tipuri de bobine .....	22
5. Calculul bobinelor .....	23
6. Reglajul bobinelor .....	24
<b>II. Despre diode și tranzistoare</b> .....	26
1. Diodele și aplicațiile lor .....	26
2. Verificator pentru diode .....	30
3. Tranzistoarele și aplicațiile lor .....	31
4. Tester pentru tranzistoare .....	42
5. Echivalentele pentru diode și tranzistoare .....	43
6. Dispozitive de comutație statică .....	44
<b>III. Cîteva sfaturi practice</b> .....	48
1. Etapele de realizare ale unui montaj electronic .....	48
2. Tehnica lipirii componentelor în montajele electronice .....	51
3. Realizarea circuitului de masă .....	53
<b>IV. Despre sursele de semnal și transductoarele electroacustice</b> .....	56
1. Microfoane .....	56
2. Caracteristici electrice și acustice ale microfoanelor .....	57
3. Microfonul cu bobină mobilă .....	59
4. Microfonul cu bandă .....	60
5. Microfonul condensator .....	61
6. Microfonul cu electret .....	62
7. Doze de redare .....	63
8. Caracteristici mecanice și electroacustice ale dozelor de redare .....	64
9. Dozele cu cristal .....	66
10. Dozele ceramice .....	67
11. Dozele magnetice .....	68
12. Dozele electrodinamice .....	69

13. Dozele condensator .....	70
14. Capete de magnetofon și de casetofon.....	70
15. Capul de ștergere .....	72
16. Capul de înregistrare.....	72
17. Capul de redare .....	73
18. Capul combinat .....	74
19. Difuzorul .....	75
20. Căști acustice.....	77
21. Incinte acustice .....	77
22. Circuit de protecție a incintei acustice .....	80
23. Sfaturi pentru întreținerea transductoarelor electro- acustice.....	81
<b>V. Preamplificatoare .....</b>	<b>83</b>
1. Preamplificator pentru doză cu cristal.....	83
2. Preamplificator pentru doză ceramică.....	83
3. Preamplificatoare pentru doze electrodinamice.....	85
4. Preamplificatoare cu tranzistoare pentru doză electro- magnetică .....	86
5. Preamplificatoare Hi-Fi pentru doză electromagnetică	88
6. Preamplificatoare cu $\beta$ A 741 .....	91
7. Preamplificator cu posibilități multiple.....	91
<b>VI. Despre amplificatoarele audio .....</b>	<b>95</b>
1. Clasele de funcționare.....	95
2. Puterea de ieșire a amplificatoarelor audio.....	102
3. Amplificatoare audio liniare de bandă largă .....	103
4. Amplificator de 10 W .....	105
5. Amplificator de 30 W .....	107
6. Amplificator de 30 W de înaltă performanță	108
7. Amplificator de 50 W .....	110
8. Amplificator de 60 W .....	111
9. Amplificator cu separare galvanică .....	113
10. Amplificator cu impedanță mare de intrare.....	114
11. Megafon portabil.....	114
<b>VII. Despre mixere, corectoare de ton, limitatoare dinamice de zgomot și egalizatoare grafice .....</b>	<b>117</b>
1. Mixer cu două intrări .....	117
2. Mixer cu trei intrări .....	118
3. Controlul volumului în curent continuu .....	119
4. Compresor de dinamică .....	120
5. Corector de ton .....	121
6. Corector de ton cu posibilități multiple.....	122
7. Corector de ton Hutchinson .....	124
8. Corector de ton tip Loudness .....	124
9. Egalizor grafic cu 7 puncte de inflexiune .....	125
10. Egalizor grafic cu 10 octave .....	128
11. Egalizor parametric cu performanțe ridicate.....	134
12. Limitator dinamic de zgomot tip DNL.....	137
13. Filtru dinamic pentru limitarea zgomotului de fond (NFD) .....	141
14. Reducător de zgomot.....	144
15. Limitator dinamic de zgomot cu circuite integrate...	145
<b>VIII. Despre măsurători, verificări și instrumente de măsură .....</b>	<b>149</b>
1. Indicator al prezenței tensiunii de rețea.....	149
2. Verificarea surselor de alimentare.....	150
3. Măsurarea curenților.....	150
4. Măsurarea componentelor RLC.....	150
5. Ohmmetru .....	151
6. Capacimetru.....	152

7. Frecvențmetru .....	154
8. Verificarea diodelor și a tranzistoarelor .....	156
9. Verificarea la „rece” a montajului .....	156
10. Verificarea regimului static al montajului .....	157
11. Generator pentru depanare .....	158
12. Generator RC .....	159
<b>IX. Cîteva construcții uzuale .....</b>	<b>160</b>
1. Termometru .....	160
2. Circuit pentru controlul temperaturii .....	161
3. Fonometrul .....	163
4. Sesizor .....	163
5. Lumină pulsatorie .....	164
6. Dispozitiv de reglare a vitezei trenulețelor electrice .....	166
7. Regulator de tensiune .....	166
8. Fulger electronic .....	167
9. Detector de metale (I) .....	168
10. Detector de metale (II) .....	171
11. Antenă activă .....	171
12. Verificarea alternatorului, a releului regulator și a acumulatorului .....	173
13. Turometru electronic pentru „Dacia 1300” .....	173
14. Lumini pentru staționare .....	174
15. Aprindere electronică .....	174
<b>X. Despre alimentarea și protecția montajelor electronice .....</b>	<b>177</b>
1. Cum se realizează alimentarea montajelor electronice? .....	177
2. Convertoare CC-CC .....	178
3. Sursă stabilizată .....	179
4. Alimentator autoprotejat .....	180
5. Alimentator diferențial .....	181
6. Reducător de brum .....	182
7. Alimentator pentru calculator .....	184
8. Alimentator pentru becurile fluorescente .....	184
9. Convertizor .....	185
10. Redresor pentru acumuloare .....	186
11. Redresor automat .....	188
12. Cum se realizează protecția montajelor electronice? .....	190
13. Cum se realizează un transformator de rețea? .....	193

Bun de tipar : 28.XII.1987

Apărut : 1988

Comanda nr. 2804

Coli de tipar : 12,5

Tiparul executat sub comanda nr. 70 381  
la Combinatul Poligrafic „Casa Științei”

Piața Științei 1, București

REPUBLICA SOCIALISTĂ ROMÂNIA

