RADIORECEPȚIA

MICA ENCICLOPEDIE PENTRU TINERET



EDITURA ALBATROS

CODUL INTERNAȚIONAL AL CULORILOR

Rezistoare

Marcajul cu culori al rezistoarelor se face prin aplicarea unor inele colorate pe corpul rezistorului. Un rezistor poate avea 4 inele, așezate spre unul din terminale. Citirea începe cu inelul cel mai apropiat de terminal, iar evaluarea valorii se face conform tabelului de mai jos, astfel:
— prima culoare indică prima cifră semnificativă;
— a doua culoare indică a doua cifră semnificativă;
— a treia culoare indică ordinul de multiplicare (numărul de zerouri care se adaugă la grupul celor două cifre semnificative);
— a patra culoare indică toleranța (dacă lipsește, toleranța este de 20%)

Rezistoare (valori în Ω)

Culoarea	Semnificația primelor două culori	Ordinul de multiplicare	Toleranța
Negru	0	1	—
Maro (cafeniu)	1	10	—
Roșu	2	10^2	—
Portocaliu	3	10^3	—
Galben	4	10^4	—
Verde	5	10^5	—
Albastru	6	10^6	—
Violet	7	—	—
Gri (cenușiu)	8	—	—
Alb	9	—	—
Auriu	—	10^{-1}	+5%
Argintiu	—	10^{-2}	+10%

CODUL DE NOTARE AL TRANZISTOARELOR EUROPENE DE UZ CURENT

Prima literă (materialul semiconductorului de bază)	A doua literă (funcția și utilizarea tranzistorului)
A — germaniu	C — tranzistor pentru semnale mici, utilizat în JF
B — siliciu	D — tranzistor de putere utilizat în JF
C — galiu-arseniu	F — tranzistor de ÎF
D — indiu-antimoniu	L — tranzistor de putere și ÎF
	S — tranzistor de comutație
	U — tranzistor de putere pentru comutație

FOLOSIT LA REZISTOARE ŞI CAPACITOARE

Capacitoare

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

A. La capacitoarele 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.
Capacitoarele cu trei marcaje colorate au coeficientul de temperatură mare şi o toleranţă în general de −20... +80%.

B. La capacitoarele 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 toleranţa.

Capacitoare (valori în pF)

Culoare	Coeficient de temperatură	Semnificaţia primelor două elemente colorate	Ord. de multiplicare	Toleranţe ± C> >10pF	Toleranţe ± C≥ ≥10pF
Negru	0	0	1	20%	2pF
Maro (cafeniu)	−33	1	10	1%	—
Roşu	−75	2	10^2	2%	0,25pF
Portocaliu	−150	3	10^3	—	—
Galben	−220	4	10^4	0— 100%	—
Verde	−330	5	10^5	5%	0,5pF
Albastru	−470	6	—	—	—
Violet	−750	7	—	—	—
Gri (cenuşiu)	—	8	10^{-2}	−20% +80%	0,25pF
Alb	—	9	10^{-1}	10%	1pF
Auriu	+100	—	—	—	—

GAMELE DE LUNGIMI DE UNDĂ PENTRU RADIODIFUZIUNE

UNDE LUNGI (UL)	1 050...2 000 m	150...285 kHz
UNDE MEDII (UM)	187...570 m	525...1 605 kHz
UNDE SCURTE (US)	75 m	3,2...3,4 MHz
	49 m	5,95... 6,2 MHz
	41 m	7,15... 7,3 MHz
	30 m	9,5...9,775 MHz
	25 m	11,7...11,975 MHz
	19 m	15,1...15,45 MHz
	16 m	17,7...17,9 MHz
	13 m	21,45...21,75 MHz
	11 m	26,5...26,1 MHz
UNDE ULTRA-SCURTE (UUS)	4,62...4,11 (OIRT)	63 ...73 MHz
	3,45...3 m (CCIR)	88,5...108 MHz

RADIORECEPȚIA



Autori:
VASILE CIOBĂNIȚA
IOSIF LINGVAY
ILIE MATRA
ALEXANDRU MĂRCULESCU
ILIE MIHĂESCU
ANDRIAN NICOLAE
GEORGE D. OPRESCU
GEORGE PINTILIE
IMRE SZATMARY
MIHAIL SILIȘTEANU
VASILE VĂCARU

EDITURA ALBATROS • BUCUREȘTI • 1982

NOTĂ ASUPRA EDIȚIEI

Electronica s-a impus definitiv în cele mai diverse domenii ale vieții contemporane. Ea a influențat profund dezvoltarea științei, a producției și chiar modul de viață al oamenilor.

În țara noastră, industria electronică a luat avînt odată cu înființarea întreprinderii „Radio Popular", în 1949. Prin grija Partidului Comunist Român, această bază s-a dezvoltat continuu, iar în prezent industria electronică românească produce o gamă largă de radioreceptoare și televizoare, aparatură complexă pentru telecomunicații, dispozitive semiconductoare, componente electronice, tuburi cinescoape, elemente pentru automatizări, calculatoare electronice etc., multe dintre ele cunoscute pe plan mondial.

Mulți tineri sînt preocupați de problemele electronicii, folosind o mare parte a timpului lor liber pentru a realiza diverse construcții de amator. Printre acestea se numără și radioreceptoarele, cea mai veche și constantă preocupare a constructorilor electroniști.

Lucrarea de față își propune să pună la dispoziția acestor tineri un vast material informativ care, în completarea cunoștințelor primite în școală, aprofundează mare parte a noțiunilor de radiotehnică, atît sub aspect teoretic, cît și practic.

La elaborarea lucrării a participat un colectiv de specialiști, cu o bogată activitate în acest domeniu al electronicii, unii fiind totodată și pasionați radioamatori:

— ing. VASILE CIOBĂNIȚA
Capitolul I — Circuite pasive
Capitolul X — Traductoare electroacustice

— ing. IOSIF LINGVAY

— ing. ILIE MATRA
Capitolul II — Dispozitive semiconductoare

— fiz. ALEXANDRU MĂRCULESCU
Capitolul III — Redresarea și stabilizarea

— ing. ILIE MIHĂESCU
Capitolul XI — Măsurători în radioreceptoare

— ing. ANDRIAN NICOLAE
Capitolul VI — Amplificarea

— GEORGE D. OPRESCU
Capitolul XII — Construcții practice

— ing. GEORGE PINTILIE
Capitolul V — Modulația și demodulația
Capitolul VII — Radioreceptoare

— ing. IMRE SZATMARY
Capitolul IV — Generarea oscilațiilor sinusoidale
Capitolul VIII — Radioreceptorul superheterodină
Capitolul IX — Reglaje manuale și automate

— ing. MIHAIL SILIȘTEANU
Capitolul XIII — Radioreceptoarele românești

— ing. VASILE VĂCARU
— Note, biografii, cronologie selectivă, dicționar selectiv

Prin organizarea tematică a noțiunilor, lucrarea se constituie ca o mică enciclopedie, cuprinzînd toate domeniile conexe radioreceptiei. Dat fiind faptul că radioreceptoarele actuale sînt construite aproape în exclusivitate cu dispozitive semiconductoare, toate circuitele au fost explicate numai pe această bază.

În lucrare au fost incluse și o serie de construcții practice, accesibile constructorilor amatori: de la scheme de radioreceptoare simple, la aparate de măsură pentru reglarea și depanarea radioreceptoarelor de clasă superioară.

Cronologia selectivă, dicționarul selectiv notele biografice și cele privind evenimente și descoperiri deosebite din istoria radioreceptiei completează lucrarea cu informații inedite pentru tinerii cititori.

În încheiere este prezentat un scurt istoric al industriei radioreceptoarelor românești, precum și realizările obținute pe plan național și mondial.

ELEMENTE ȘI CIRCUITE PASIVE

I.1. REZISTENȚA ELECTRICĂ. REZISTOARE

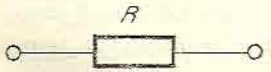
Proprietatea materialelor de a se opune trecerii curentului electric se numește *rezistență electrică*, iar componentele construite special să aibă o anumită rezistență electrică se numesc *rezistoare*. Unitatea de măsură a rezistenței electrice este *ohmul* [Ω]. În practică se utilizează și submultiplii acestuia: *kiloohmul* [kΩ] și *megohmul* [MΩ], între care există relațiile:

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

La introducerea unui rezistor într-un circuit, intensitatea electrică prin acesta este dată de legea lui Ohm:

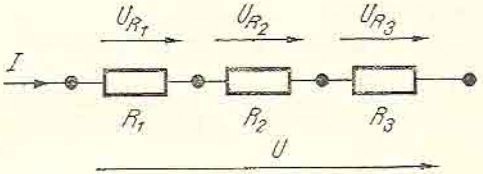
$$I = U/R.$$

Dacă tensiunea (U) se exprimă în volți și rezistența în ohmi, curentul se exprimă în amperi. În practică, pentru măsurători și calcule rapide este mai comodă exprimarea tensiunii în volți, a rezistenței în kiloohmi și a curentului în miliamperi. Simbolul de reprezentare a unui rezistor este prezentat în fig. I.1.



I.1. Simbolul de reprezentare a unui rezistor.

La *conectarea în serie* (fig. I.2) a mai multor rezistoare, rezistența totală



I.2. Conectarea în serie a rezistoarelor.

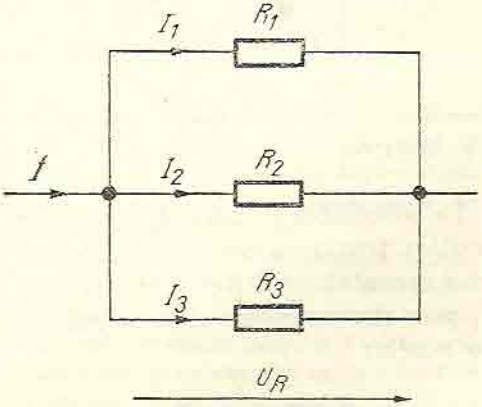
crește și este dată de relația:

$$R = R_1 + R_2 + R_3 + \ldots$$

La *conectarea în paralel* a două sau mai multor rezistoare (fig. I.3), rezistența totală este mai mică decît valoarea oricăruia din rezistoare și este dată de relația:

$$\frac{1}{R} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \ldots$$

Relația se simplifică pentru cazul a n rezistențe egale, sau pentru conec-



I.3. Conectarea în paralel a rezistoarelor.

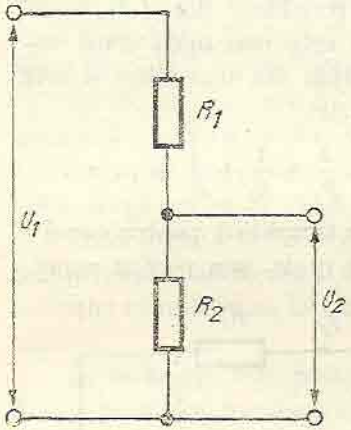
tarea numai a două rezistoare în paralel:

$$R = \frac{R_1}{n} \text{ și respectiv: } R = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}.$$

La conectarea în serie, curentul este același prin fiecare rezistor. O aplicație practică a conectării în serie o reprezintă divizorul de tensiune sau potențiometric (fig. I.4), circuit folosit ca atenuator sau pentru polarizarea etajelor cu tranzistoare. Prin aplicarea legii lui Ohm poate fi determinată valoarea tensiunii U_2, și anume:

$$U_2 = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_1.$$

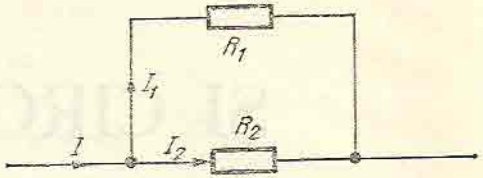
Prin alegerea corespunzătoare a valorii rezistențelor R_1 și R_2, tensiunea U_2 poate avea orice valoare cuprinsă între zero și U_1.



I.4. Divizorul de tensiune.

La conectarea în paralel, pe fiecare rezistor, tensiunea este aceeași. Notînd cu I curentul total (fig. I.5), curentul I_1 prin R_1, de exemplu, se calculează cu relația:

$$I_1 = \frac{R_2}{R_1 + R_2} I.$$



I.5. Divizorul de curent.

Circuitul se numește divizor de curent.

La trecerea curentului printr-un rezistor, în acesta se dezvoltă o anumită putere electrică:

$$P = UI.$$

Puterea electrică se măsoară în wați (W), un watt reprezentînd puterea electrică produsă de un curent de 1 A ce trece printr-un rezistor cu o rezistență de 1 Ω, avînd o tensiune de 1 V la borne.

Considerînd legea lui Ohm, puterea se exprimă și prin relațiile:

$$P = U^2/R \text{ și } P = RI^2.$$

Puterea electrică dezvoltată în materialul conductor al unui rezistor se transformă în căldură. Căldura Q dezvoltată într-un rezistor cu rezistența R, străbătut de curentul I, timp de t secunde, este:

$$Q = RI^2t = UIt = U^2t/R[\text{J}].$$

Căldura dezvoltată are ca efect încălzirea rezistoarelor, dar temperatura acestora nu trebuie să depășească anumite valori limită. De exemplu temperatura corpului rezistoarelor cu carbon nu trebuie să depășească 120°C. Căldura este cedată spre exterior prin convecție, conducție și foarte puțin prin radiație. Disiparea (cedarea) căl-

durii depinde în principal de mărimea suprafeţei exterioare, de temperatura suprafeţei rezistorului, de temperatura ambiantă, dar şi de alţi factori cum sînt: circulaţia aerului, culoarea rezistorului etc.

REZISTOR

„Putere conductoare" a unui metal. Cuvinte care azi nu spun nimic nici unui fizician sau electronist. Eventual sugerează ceva în legătură cu conducţia curentului electric sau cu conductivitatea unor metale. În 1767, J. Priestley încerca „experienţe destinate să ne ajute a cunoaşte diferenţa care exista între puterile conductoare ale diferitelor metale". H. Davy făcea un pas înainte în 1821, demonstrînd că „puterea conductoare a unui fir metalic este proporţională cu citul dintre secţiunea şi lungimea firului şi independentă de forma acestuia". Patru ani mai tîrziu, G. S. Ohm îşi începea experienţele asupra curenţilor electrici. După un an stabilea celebra sa lege după care $I = E/(R + r)$, definind cu precizie rezistenţa şi rezistivitatea şi făcînd posibilă măsurarea lor. Astfel omniprezentul circuitelor electrice şi mai tîrziu electronice, rezistorul, îşi avea stabilită identitatea. Cu toate acestea, multă vreme avea să umble cu „haine de împrumut". Necesitatea obţinerii unor rezistenţe mari i-a făcut pe inventivi să treacă de la firul lung, desfăşurat, la ceea ce acum numim rezistoare bobinate. Era, însă, relativ greu. Rezistivitatea metalelor cunoscute şi utilizate era destul de mică. Pentru rezistoare de valori mai mari lucrurile se complicau. Apariţia telegrafiei şi telefoniei, dezvoltarea vertiginoasă a electrotehnicii năştea alte probleme. Se cereau rezistoare de valori mai mari şi dimensiuni mai mici. În 1885, de o parte şi de alta a oceanului, erau înregistrate două cereri de brevet avînd acelaşi obiect: un rezistor în formă de bară cilindrică, realizat dintr-un amestec de cărbune şi cauciuc. Bine presată, mixtura, avînd înglobate două contacte metalice, era arsă, oferind valori ale rezistenţei relativ mari. Cei doi inventatori erau C. S. Bradley în Anglia (brevet 8076/1885) şi M. Slattery în S.U.A. (brevet nr. 354273/1885). Începutul fiind făcut, ideile şi realizatorii s-au înmulţit. Pînă în 1900 notabilă rămîne doar inventarea rezistorului cu peliculă de carbon. Mai tîrziu, cînd radioreceptoarele aveau să folosească din plin invenţia, autorii erau deja uitaţi. Se numeau T. E. Gaurbrell şi A. F. Harris şi erau posesorii brevetului britanic nr. 25412 din 1897.

Lupta pentru obţinerea unor elemente de circuit performante nu se ducea doar în domeniul rezistoarelor. În 1900 apăruseră capacitoarele ceramice. Din tehnologia lor se inspirau şi fabricanţii de rezistoare. Valul de descoperiri remarcabile din fizica sfîrşitului secolului 19 şi începutul secolului 20 avea efecte deosebite în toate domeniile ştiinţei şi tehnicii. Studiul rezistivităţii peliculelor metalice efectuat de W. F. G. Swann, în 1913, va permite unui întreprinzător inventator, germanul F. Kruger, să lanseze, şase ani mai tîrziu, rezistoare cu pelicule metalice, asigurînd, pe lîngă o bună stabilitate a parametrilor, valori mari ale rezistenţei. Aveau dezavantajul de a fi scumpe. Radioul devenise deja superheterodină. Numărul radioreceptoarelor crescuse numai în S.U.A. de la 700 000, în 1922, la 1 500 000, în 1923. Erau absolut necesare piese ieftine.

Graţie patentului 438 429 din 1925 al lui C. A. Hartman, firma „Siemens şi Halske" pune la punct o tehnologie de producere în serie mare a rezistoarelor cu peliculă de carbon.

Rezistorul „Siemens" va domina în perioada anilor '30 piaţa comercială prin preţul său relativ scăzut. În acelaşi timp, pentru rezistoarele de înaltă calitate, o veche artă — decorarea porţelanurilor cu pelicule fine din metale preţioase — oferea, printr-un patent obţinut de S. Loewe, mari avantaje. Rezistoarele cu pelicule metalice aveau

un coeficient de temperatură mai mic, un interval al temperaturilor mai larg, dimensiuni mai mici etc. Dar, într-o perioadă cînd radiodifuziunea cucerise aproape întreaga lume, cînd televiziunea devenea electronică (prin renunțarea la sistemul electromecanic, cu disc Nipkow, al lui J. L. Baird), erau necesare și rezistoare cu valori nominale mai mari. J. T. Littleton descoperea în 1931 virtuțile peliculei subțiri de oxid de staniu depusă pe un suport de sticlă. Și acum oxidul de staniu a rămas unul din materialele de bază pentru fabricarea rezistoarelor cu pelicule din oxizi metalici. În 1947, J. M. Mochel îi va adăuga oxid de antimoniu pentru a menține proprietățile (în special rezistivitatea și coeficientul de temperatură) neschimbate într-o plajă largă de temperaturi (pînă la 450°C). După 1957 însă, din nou o scădere vertiginoasă a prețului, corelată cu creșterea performanțelor. Cercetătorii englezi R.H. Alderton și F. Ashworth anunță punerea la punct a procedeului de obținere a rezistoarelor cu pelicule metalice din materiale nedeficitare: rezistoare cu pelicule de nicrom (nichel-crom). Este, se pare, ultima realizare notabilă în domeniul rezistoarelor clasice. În unele laboratoare erau amorsate, în altele erau aproape finalizate, cercetări care aveau să ducă la circuitul integrat. Cel puțin în prima etapă a realizării circuitelor integrate, rezistoarele peliculare (cu nicrom, cu oxid de staniu sau cu tantal) au fost utilizate mai mult decît cele semiconductoare (fie și numai datorită prețului). Oricum, într-un circuit integrat elementul de circuit nu-l interesează decît pe proiectant. Pe utilizator îl interesează doar funcțiile și performanțele circuitului. Rezistorul va rezista. Va exista alături de circuitul integrat, avînd funcții specifice și de neînlocuit.

(Vasile Văcaru)

I.1.1. Parametrii rezistoarelor

Valoarea nominală este rezistența măsurată în curent continuu la temperatură normală. Această valoare este marcată pe corpul rezistorului, folosind codul culorilor sau o inscripționare în clar. De ex. 4,7 k = 4k7; 1,2 M = 1,2 MΩ, 100 = 100 Ω etc. Valorile nominale sînt standardizate și formează serii de progresii geometrice.

Convențional, seriile valorilor nominale au fost notate cu: E6; E12; E24 etc. Numărul seriei arată cîte valori nominale se găsesc într-o decadă, adică în intervalele: 1 — 10; 10 — 100 etc. Astfel, seria E6 conține 6 valori între 1 și 10, pe cînd seria E24 va conține 24 de valori în același interval. Rația progresiei geometrice este egală cu $r = \sqrt[n]{10}$, în care n este numărul seriei (6; 12; 24 etc.). Pentru cele trei serii, rațiile vor fi: 1,47; 1,21 și 1,1.

Fiecare valoare nominală a unei serii se determină cu relația:

$$R = r^k, \text{ unde } k = 0; 1; 2; \ldots n.$$

Prin multiplicare cu 10, 100 sau 1 000 rezultă și valorile nominale din celelalte decade. Fiecare serie cu un număr mai mare de termeni include valorile nominale aparținînd seriei anterioare. Valorile nominale pentru seriile E6; E12 și E24 se dau în tabelul I.1.

Toleranța reprezintă abaterea maximă, exprimată în procente, a valorii reale a rezistenței față de valoarea ei nominală. De ex., un rezistor cu valoarea nominală 10 k și toleranță ± 10% poate avea orice valoare cuprinsă între 8 și 12 k. Cu cît toleranța este mai mică, cu atît valoarea reală este mai apropiată de cea nominală. Seria E6 corespunde toleranței ±20%, iar

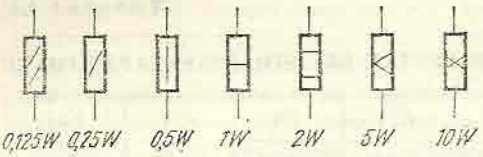
Tabelul I.1.

VALORI NOMINALE PENTRU REZISTOARE ŞI CAPACITOARE

E6	*E12*	*E24*	*E6*	*E12*	*E24*	*E6*	*E12*	*E24*
±20%	±10%	±5%	±20%	±10%	±5%	±20%	±10%	±5%
1,0	1,0	1,0	10	10	10	100	100	100
		1,1			11			110
	1,2	1,2		12	12		120	120
		1,3			13			130
1,5	1,5	1,5	15	15	15	150	150	150
		1,6			16			160
	1,8	1,8		18	18		180	180
		2,0			20			200
2,2	2,2	2,2	22	22	22	220	220	220
		2,4			24			240
	2,7	2,7		27	27		270	270
		3,0			30			300
3,3	3,3	3,3	33	33	33	330	330	330
		3,6			36			360
	3,9	3,9		39	39		390	390
		4,3			43			430
4,7	4,7	4,7	47	47	47	470	470	470
		5,1			51			510
	5,6	5,6		56	56		560	560
		6,2			62			620
6,8	6,8	6,8	68	68	68	680	680	680
		7,5			75			750
	8,2	8,2		82	82		820	820
		9,1			91			910

E12 şi E24 la ±10 şi ±5. Se fabrică rezistoare şi cu toleranţe mai mici (±1%; ±0,5 % etc.), dar din cauza preţului mai ridicat acestea se folosesc în special în aparatura de măsură.

Puterea disipată maximă. Puterea electrică dezvoltată într-un rezistor încălzeşte corpul acestuia. Dacă curentul se menţine constant, după un anumit timp se ajunge la un echilibru termic: căldura disipată în exterior de corpul rezistorului este egală cu căldura dezvoltată de trecerea curentului, temperatura corpului rezistorului rămînînd astfel constantă. Deci, puterea nominală maximă este cea mai mare putere de c.c. sau c.a. la care rezistorul poate lucra sigur un timp îndelungat, dacă temperatura mediului ambiant nu depăşeşte o anumită valoare. Valoarea limită a temperaturii mediului ambiant este 40...70°C pentru rezistoarele de 0,125 W şi 70°C pentru cele mai mari de 0,25 W. Temperatura maximă a corpului rezistorului depinde de construcţie (dimensiuni, configuraţie) şi de materialul folosit; ea nu trebuie depăşită în exploatare. Valorile puterilor nominale mai mici de 10 W sînt standardizate şi anume:



1.6. Codul puterii folosit la rezistoarele fixe.

0,125; 0,25; 0,5; 1; 2; 5 și 10 W. În schemele electrice puterea se notează în clar sau se folosește codul prezentat în fig. I.6.

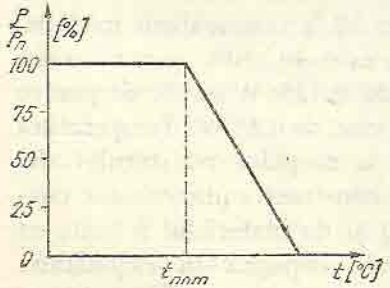
În exploatare, puterea disipată nu trebuie să depășească 70% din puterea nominală. Dacă temperatura mediului este mai mare decît temperatura nominală, puterea disipată maximă scade, după cum se poate vedea în graficul din fig. I.7.

Tensiunea limită este tensiunea continuă sau valoarea eficace maximă care se poate aplica la bornele unui rezistor, fără distrugerea acestuia. Se determină cu ajutorul relației:

$$U = \sqrt{PR} \quad [V].$$

Rezistoarele cu carbon IPRS din seria RCG cu puterile de 0,25; 0,5 și 1 W au tensiunile limită de 250; 350 și respectiv de 500 V.

Valoarea maximă a unei rezistențe, căreia i se poate aplica tensiunea



1.7. Graficul variației puterii rezistoarelor în funcție de temperatura mediului.

nominală, se numește *rezistență critică*, și constituie, de asemenea, un parametru de catalog.

Coeficientul de temperatnră (α_R) reprezintă variația relativă a rezistenței corespunzătoare variației temperaturii cu 1°C. Rezistoarele cu peliculă de carbon au $\alpha_R = -(5 \dots 15)10^{-4}$; cele cu peliculă metalică sînt mult mai stabile în raport cu temperatura, α_R fiind: $\alpha_R = -50 \dots +50 \cdot 10^{-6}$.

Factorul de zgomot (F) reprezintă raportul dintre tensiunea de zgomot în sarcină și tensiunea continuă aplicată rezistorului.

Zgomotul în sarcină se datorează conducției electrice în peliculă, neomogenităților și discontinuităților din aceasta. Acest zgomot este aleator și se suprapune peste zgomotul termic dat de mișcarea haotică a electronilor.

Factorul de zgomot este egal cu cca 8μV/V la rezistoarele cu peliculă de carbon și cu 0,5...1 μV/V la cele cu peliculă metalică. El crește odată cu creșterea temperaturii și a valorii rezistenței.

1.1.2. Clasificarea rezistoarelor

Rezistoarele folosite în radiotehnică se pot clasifica în *rezistoare fixe* și *rezistoare variabile* (potențiometre, potențiometre semireglabile).

După construcția lor, se pot împărți în *rezistoare bobinate* și *rezistoare nebobinate* (chimice sau metalizate).

Rezistoarele bobinate sînt realizate dintr-un conductor (sîrmă) cu o anumită lungime și diametru, înfășurat în jurul unui suport izolant, ceramic

sau din fibre de sticlă. Conductorul este realizat din aliaje speciale (crom-nichel, manganină, constantan, nichelină etc.), cu rezistivitate mare și o bună stabilitate termică. Valoarea rezistenței unui conductor de lungime (l), secțiune (S), format dintr-un material avînd rezistivitatea (ρ), este:

$$R = \rho \frac{l}{S} \quad [\Omega].$$

Conductorul utilizat pentru bobinare poate fi izolat sau nu. Uzual, izolarea se face cu un strat de oxid, obținut prin încălzirea conductorului la o anumită temperatură. După bobinare, rezistoarele pot fi protejate prin acoperire cu ciment siliconic (de ex. rezistoarele tip RBC de 3, 5, 7 și 9 W) sau pot fi introduse într-un suport ceramic, în care se fixează mecanic, prin injectarea unui ciment alb cu liant. Suportul ceramic mărește suprafața de cedare a căldurii, și rezistoarele pot disipa 10 sau 16 W (de ex. rezistoarele IPRS tip RBT). Se realizează și rezistoare bobinate prevăzute cu un cursor, care poate culisa de-a lungul spirelor, astfel încît rezistența dintre unul din capete și cursor să varieze liniar între zero și valoarea totală.

Rezistoarele nebobinate sînt realizate ca rezistoare de volum și peliculare. Primele sînt formate dintr-un material izolant, amestecat cu praf de grafit. Curentul circulă prin tot corpul rezistorului.

Rezistoarele peliculare sînt cele mai răspîndite și se obțin prin depunerea unei pelicule foarte subțiri de cărbune pirolitic, oxizi metalici ($Sn\ O_2$) sau metalice (crom-nichel) pe suporți cilindrici sau în formă de plăcuțe, realizați din materiale ceramice. Se obțin astfel rezistoarele cu peliculă de carbon (RCC) sau cele cu peliculă metalică (tip RMG și RMP). Valoarea rezistenței depinde de grosimea și compoziția peliculei. Conexiunile din sîrmă de cupru cositorită sînt sudate la temperatură înaltă pe capetele metalizate ale suportului ceramic. Rezistoarele cu peliculă metalică se caracterizează prin precizie mare, stabilitate bună în timp și coeficient de temperatură scăzut.

Rezistoarele variabile. Cele bobinate sînt realizate prin înfășurarea unui fir conductor, cu rezistivitate mare, pe un suport izolant. Un cursor mobil permite reglarea valorii rezistenței.

Rezistoarele variabile chimice (potențiometre chimice) se obțin prin depunerea unui strat de material conductor, pe bază de grafit, pe suprafața unui suport izolant, de formă circulară sau liniară. Un cursor alunecă pe suprafața materialului conductor, executînd o mișcare de rotație în jurul unui ax sau o mișcare de translație. În funcție de unghiul de rotație, între unul din capete și borna cursorului, rezistența poate avea o variație liniară (potențiometru liniar) sau logaritmică (potențiometru logaritmic), obținută prin depunerea neuniformă a peliculei de material conductor.

Dacă nu sînt prevăzute cu un ax pentru reglaj, potențiometrele se numesc semireglabile. Potențiometrele se caracterizează prin valoarea nominală și puterea disipată maximă. La cele chimice toleranța valorii nominale este de cca $\pm$ 20 %.

I.1.3. Termistoare

Termistoarele (fig. I.8) sînt rezistoare realizate din materiale semiconductoare, avînd rezistența dependentă de temperatură. Se fabrică termistoare cu coeficienți de temperatură negativi (NTC) sau pozitivi (PTC).

La termistoarele cu coeficient de temperatură negativ, variația rezistenței cu temperatura are forma:

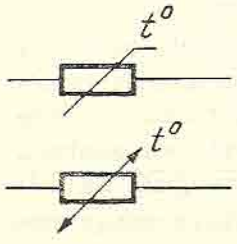
$$R(T) = A \exp \frac{B}{T},$$

în care: A și B sînt constante ce depind de materialele folosite și construcția termistorului, iar T este temperatura absolută în K (grade Kelvin). De regulă, se cunoaște valoarea rezistenței termistorului (R_0) la o anumită temperatură T_0 ($T_0 = 298$ K $= 25$°C); rezistența la altă temperatură, T, este dată de relația:

$$R = R_0 \exp \frac{B(T_0 - T)}{T_0 T}.$$

Constanta B variază la termistoarele românești între 2 500 și 5 500 K; ea poate fi determinată prin măsurarea rezistenței termistorului la două temperaturi, T_1 și T_2, potrivit relației:

$$B = 2{,}303 \frac{\lg R_1 - \lg R_2}{\frac{1}{T_1} - \frac{1}{T_2}}.$$



I.8. Simbolul termistorului.

Parametrii termistoarelor

Rezistența nominală reprezintă rezistența măsurată la o temperatură specificată: 20 sau 25°C. Termistoarele fabricate în R.S. România au următoarele valori nominale (măsurate la 25°C): 10 Ω (negru); 12 Ω (roșu); 51 Ω (oranj); 62 Ω (albastru); 130 Ω (cenușiu); 510 Ω (verde). În paranteze au fost menționate culorile folosite pentru marcarea valorii rezistenței nominale. Toleranța rezistențelor nominale este de ± 20%.

Coeficientul de temperatură permite evaluarea variației rezistenței în funcție de temperatură, fără a mai folosi expresiile cu funcții exponențiale, prezentate mai sus. Coeficientul de temperatură arată cu cît variază procentual rezistența la o variație a temperaturii de 1°C:

$$\alpha_R = \frac{1}{R} \cdot \frac{dR}{dT} \cdot \quad [\%/°C]$$

Relația cu constanta B este pătratică, și anume: $\alpha_R = -100 \frac{B}{T^2}$.

Coeficientul de temperatură are valori cuprinse între —2,9 și —5,2.

Puterea maximă disipată este puterea pe care o poate disipa un termistor în regim permanent, plasat în aer fără curenți, cu temperatura de 25°C și adus la temperatura sa maximă de utilizare (85°C).

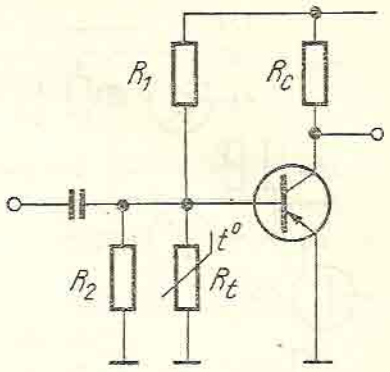
Termistoarele se fabrică cu puteri de disipație de 0,6... 1W.

Constanta de timp, denumită și *inerție termică*, reprezintă timpul necesar pentru ca temperatura unui termistor să ajungă la 63,4% din temperatura sa finală, cînd este supus unui salt de

temperatură. Valorile sale variază între 40 și 220 secunde.

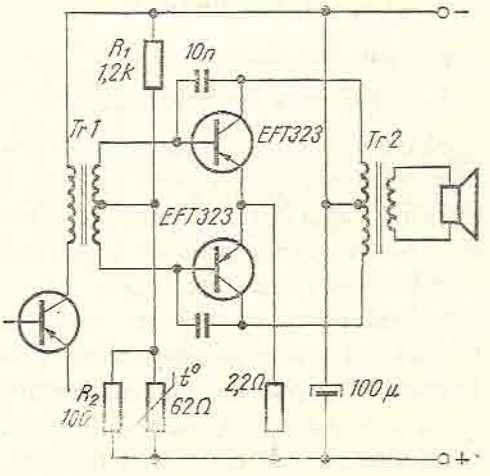
Termistoarele sînt realizate practic din oxizi ai elementelor tranzistive din grupa fierului (Cr, Mn, Co, Ni, Fe), cărora li se adaugă cantități mici de ioni străini, în scopul reducerii rezistivității. Astfel, oxizii de cobalt sau mangan au rezistivități de ordinul $10^3...10^9\ \Omega$ cm, dar în amestec cu oxid de cupru rezultă materiale cu proprietăți semiconductoare și cu rezistivități de ordinul $10...10^7\ \Omega$ cm, ce permit realizarea unor termistoare cu o gamă largă de rezistențe nominale. Termistoarele cu coeficient de temperatură pozitiv se realizează pe bază de titanat de bariu, cu impurități de lantan. Se fabrică în forme de discuri protejate prin lăcuire (ex. TG 1100) sau neprotejate (TG 1000); discuri montate în corpuri metalice pentru fixare pe radiatoarele unor tranzistoare (TG 6000); cilindrice (TI 4000 — folosite la protecția filamentelor în televizoare) etc.

Circuite cu termistoare. Modificîndu-și rezistența în funcție de temperatură, termistoarele se folosesc ca traductoare de temperatură sau pentru menținerea unor condiții de funcționare constante în diferite montaje. Cel mai mult se folosesc pentru stabilizarea punctelor statice de funcționare a etajelor cu tranzistoare. După cum se cunoaște, tensiunea joncțiunii bază-emitor (U_{BE}) a unui tranzistor variază în funcție de temperatură cu cca 2...3 mV/°C. Pentru menținerea unui curent de colector constant sînt necesare o serie de măsuri de termocompensare,

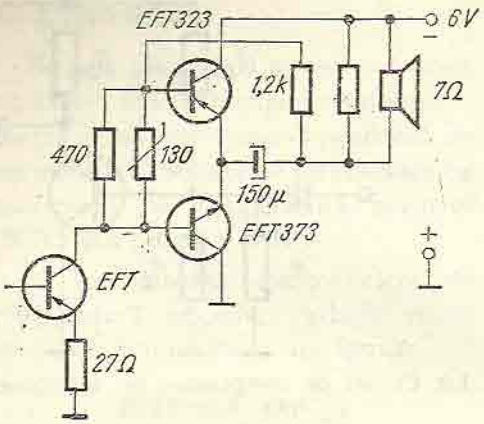


I.9. Circuit de compensare cu termistor.

cum ar fi: rezistență mare în emitor, diode de termocompensare în circuitul bazei sau introducerea unui termistor în circuitul de polarizare (fig. I.9). Ultima metodă este folosită îndeosebi la etajele finale ale amplificatoarelor de joasă frecvență, unde, din cauza scăderii randamentului, nu pot fi introduse rezistențe mari în emitor. În acest caz se folosesc termistoare, montate ca în fig. I.10 și I.11. Creșterea temperaturii determină scăderea lui U_{BE}, dar, în același timp, și a tensiunii



I.10. Etaj final compensat cu termistor.



I.11. Termocompensarea etajului final la radioreceptorul „Zefir".

de polarizare, ca urmare a micșorării rezistenței termistoarelor (acestea fiind de tipul NTC). În proiectarea unui circuit, calculul constă în determinarea valorilor rezistoarelor din divizor și a termistorului, în așa fel încît variația tensiunii de polarizare în funcție de temperatură să fie identică cu variația tensiunii U_{BE} într-o gamă cît mai mare de temperatură.

Rezistorul R_2, conectat în paralel, asigură polarizarea normală a etajului la temperaturi mici, cînd rezistența termistorului are valoare ridicată.

I.2. CAPACITATE ELECTRICĂ. CAPACITOARE

Capacitatea electrică este o caracteristică a sistemului format din două corpuri conductoare, de a acumula o anumită cantitate de electricitate, atunci cînd li se aplică o diferență de potențial, adică:

$C = \frac{Q}{U}$, în care:

C = capacitatea electrică [F];

Q = sarcina electrică [C];

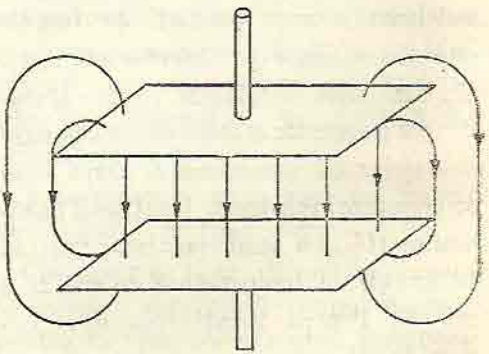
U = diferența de potențial [V].

Sistemul de două conductoare izolate, construit special pentru a avea o anumită capacitate, se numește *capacitor electric* (sau *condensator*), cel mai simplu fiind capacitorul plan, format din două plăci conductoare paralele, separate printr-un izolator, numit dielectric. Între cele două plăci, numite electrozi sau armături, se stabilește un cîmp electric, ale cărui linii de cîmp au forma arătată în fig. I.12. Astfel, capacitatea electrică se poate defini și prin energia cîmpului electric dintre armături, care este egală cu:

$W = \frac{CU^2}{2}$, în care

W = energia [J]

Capacitatea electrică a unui capacitor este direct proporțională cu suprafața armăturilor (S) și invers propor-



I.12. Cîmpul electric între armăturile unui capacitor.

țională cu distanța dintre ele (d), și anume:

$$C = \frac{\varepsilon S}{d}.$$

Constanta de proporționalitate (ε) se numește *permitivitate* sau *constantă dielectrică absolută*. Dacă armăturile capacitorului sînt plasate în vid, constanta dielectrică se notează cu ε_0, și are valoarea:

$$\varepsilon_0 = 8{,}856 \cdot 10^{-12} \text{ [F/m]}.$$

Pentru caracterizarea unui anumit material dielectric se folosește noțiunea de *constantă dielectrică relativă* (ε_r). Aceasta este un număr adimensional, ce arată de cîte ori este mai mare capacitatea electrică a unui capacitor, avînd ca dielectric acel material, în raport cu capacitatea electrică a aceluiași capacitor, avînd ca dielectric vidul. Adică: $\varepsilon = \varepsilon_0 \cdot \varepsilon_r$.

Valorile constantelor dielectrice relative se găsesc în tabele (de ex.: aer = = 1,00059; vid = 1; apă = 81; sticlă = 4...10; mică = 4...10; hîrtie de condensator = 3,5; ebonită = 2,7...3; polietilenă = 2,2...2,3 etc.). Expresia capacității devine astfel:

$$C = 8{,}856 \cdot \frac{\varepsilon_r \cdot S}{d} \cdot 10^{-12}, \text{ [F]}.$$

în care suprafața armăturilor (S) și distanța dintre ele (d) se exprimă în [m^2] și respectiv [m].

Unitatea de măsură a capacității electrice în SI se numește farad [F] și reprezintă capacitatea unui capacitor ce acumulează o sarcină de 1 C, pentru o diferență de potențial între armături egală cu 1 V.

Capacitatea electrică a capacitoarelor întîlnite în practică este mult mai mică decît faradul, de aceea se folosesc submultiplii acestuia și anume: microfaradul [μF], nanofaradul [nF] și picofaradul [pF].

După natura dielectricului utilizat se pot deosebi mai multe tipuri de capacitoare, dintre care cele mai importante sînt: cu aer, cu mică, cu poliester, cu polistiren, cu hîrtie, ceramice și electrolitice.

Capacitoarele se pot clasifica după posibilitatea de variere a capacității lor electrice (fixe și variabile), după forma lor (plane, cilindrice, picătură), după toleranță sau după alte caracteristici constructive și funcționale (tensiune de lucru, rezistență de izolație etc.).

I.2.1. Gruparea capacitoarelor

Capacitoarele se pot grupa în serie sau în paralel.

La *conectarea în paralel*, efectul este similar cu mărirea suprafeței armăturilor, capacitatea totală fiind deci egală cu suma tuturor capacităților:

$$C = C_1 + C_2 + C_3 + \ldots$$

Conectarea în serie este echivalentă cu o mărire a distanței dintre armături, astfel încît capacitatea totală va fi mai mică decît fiecare din capacitățile componente. Capacitatea echivalentă se calculează cu relația:

$$\frac{1}{C} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3} + \ldots$$

În cazul conectării în serie a două capacitoare, expresia capacității echivalente capătă o formă mai simplă:

$$C = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}.$$

În cazul unor capacități egale, capacitatea totală se obține împărțind capacitatea unuia din ele la numărul lor.

Conectarea în serie se folosește atît pentru obținerea unor valori noi ale capacității, cît mai ales atunci cînd este necesar un capacitor cu tensiune de lucru ridicată. De exemplu, prin conectarea în serie a două capacitoare, fiecare avînd capacitatea electrică de 100 μF și tensiunea nominală de 450 V, se obține un capacitor avînd capacitatea electrică de 50 μF și tensiunea nominală de 900 V.

La conectarea în serie, cantitatea de electricitate este aceeași pe fiecare capacitor, de aceea tensiunea totală se va distribui în mod egal pe fiecare capacitor numai atunci cînd capacitățile electrice ale acestora sînt identice. Dacă valorile capacităților sînt diferite, tensiunile pe capacitoare nu mai sînt egale. Tensiunea cea mai mare va fi la capacitorul cu capacitatea electrică cea mai mică. De exemplu, la conectarea în serie a două capacitoare: $C_1 = 50$ μF/450 V și $C_2 = 100$ μF/450 V va rezulta un capacitor cu capacitatea electrică de 33,33 μF, dar a cărui tensiune nominală nu va fi la 900 V, cum s-ar crede la prima vedere. Într-adevăr, prin conectare la 900 V, un capacitor de 33,33 μF ar acumula o sarcină electrică:

$$Q = CU = 0{,}03 \text{ C}.$$

Această sarcină ar crea pe cele două capacitoare tensiunile U_1 și U_2 egale cu:

$$U_1 = Q/C_1 = 600 \text{ V}; \quad U_2 = 300 \text{ V},$$

ceea ce ar duce la distrugerea capacitorului C_1.

Pentru a afla tensiunea nominală a capacitorului echivalent ansamblului format de $C_1 + C_2$, se determină sarcina pe care o poate acumula capacitorul cu valoare mai mică, cu condiția ca tensiunea să nu depășească valoarea nominală (450 V), adică:

$$Q = C_1U = 0{,}0225 \text{ C}.$$

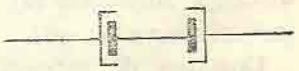
Aceasta va fi și sarcina capacitorului echivalent (33,33 μF), deci tensiunea nominală a acestuia va fi:

$$U = Q/C = 675 \text{ V}.$$

Tensiunea se va repartiza astfel: 450 V pe capacitorul C_1(50 μF) și 225 V pe capacitorul C_2(100 μF), de unde se vede că C_2 poate avea o tensiune nominală mai redusă.

La conectarea în serie a capacitoarelor polarizate, anodul (borna pozitivă) primului capacitor se va conecta cu catodul (borna negativă) celui de-al doilea ș.a.m.d.

Se utilizează și grupe de cîte două capacitoare polarizate, legate în serie, avînd anozii sau catozii conectați împreună, ca în fig. I.13. În acest caz, capacitorul rezultat este nepolarizat și se poate utiliza și în circuitele de c.a., fără componentă continuă.



I.13. Capacitor nepolarizat obținut prin conectarea a două capacitoare polarizate.

La conectarea în paralel a capacitoarelor polarizate, anozii și, respectiv, catozii se vor lega împreună.

I.2.2. Comportarea capacitoarelor în curent alternativ

Dacă un capacitor se conectează într-un circuit de c.c., curentul nu mai circulă din cauza dielectricului aflat între armături. La aplicarea unei tensiuni alternative pe bornele capacitorului, cele două armături se vor încărca și descărca alternativ, cu sarcini de semn contrar. Electronii din circuit se vor acumula, alternativ, cînd pe o armătură, cînd pe cealaltă. Deci, electronii se vor afla într-o permanentă mișcare oscilatorie, trecînd de pe o armătură pe alta, dar nu prin dielectric, ci prin circuitul exterior. Astfel, în circuit va exista o deplasare de electroni, într-un sens și în altul, care nu reprezintă altceva decît un curent alternativ (c.a.).

În concluzie, curentul alternativ dintr-un circuit cu capacitor constă în mișcarea oscilatorie a electronilor în conductor, determinată de cîmpul electric alternativ ce se stabilește între armăturile capacitorului, care atrage, respectiv respinge, electronii aflați pe aceste armături.

Intensitatea curentului din circuitul cu capacitor este determinată, în primul rînd, de cantitatea de electroni care sînt puși în mișcare; aceștia, la rîndul lor, sînt funcție de capacitatea electrică a capacitorului.

În al doilea rînd, curentul va depinde și de viteza cu care se deplasează electronii, adică de frecvența tensiunii aplicate (f):

$$I = \omega C U,$$

în care:

$\omega = 2\pi f$ pulsația (frecvența unghiulară); U, I = tensiunea și curentul.

Mărimea $\frac{1}{\omega C}$ se numește *reactanță capacitivă* și se notează X_c.

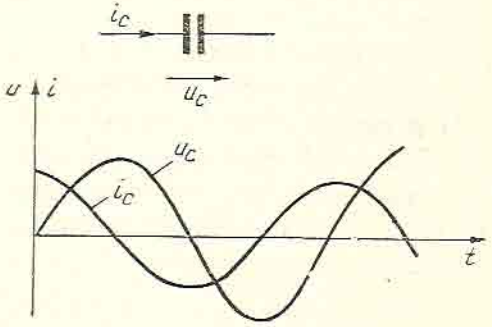
Dacă frecvența se exprimă în herți [Hz], tensiunea în volți [V] și capacitatea în farazi [F], reactanța capacitivă rezultă în ohmi [Ω].

Astfel, legea lui Ohm, pentru un capacitor conectat într-un circuit de c.a., se scrie:

$$I = \frac{U}{X_c}.$$

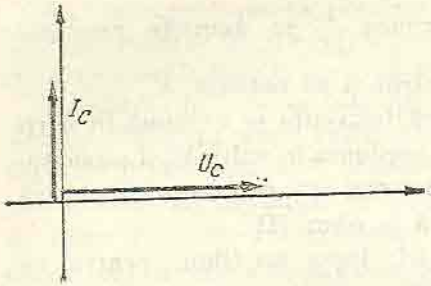
În momentele în care tensiunea la bornele capacitorului este maximă (numărul de electroni de pe armături este maxim), mișcarea electronilor în circuit încetează un moment, pentru a continua apoi în sens invers.

Așadar, cînd tensiunea pe capacitor atinge valoarea maximă, curentul în circuit este zero. Întrucît ambele mărimi (tensiunea și curentul) au variații sinusoidale (în timp), între ele există un defazaj de 90° (un sfert de perioadă), după cum se vede și în fig. I.14.



I.14. Graficul tensiunii și curentului într-un capacitor, în c.a.

Deci, curentul prin capacitor este defazat înaintea tensiunii la borne,



I.15. Reprezentarea vectorială a defazajului tensiunii și curentului prin capacitor.

după cum se vede și în reprezentarea vectorială din fig. I.15.

Cele arătate mai sus sînt valabile numai pentru capacitoarele ideale. În realitate, capacitoarele prezintă o serie de pierderi, legate de faptul că dielectricul utilizat nu este perfect, iar firele de conexiuni prezintă o anumită rezistență proprie. Cele mai importante pierderi sînt în dielectric, ele reprezentînd energia disipată în unitatea de timp sau influența cîmpului electric (care produce încălzirea dielectricului).

De aceea, un capacitor real se poate reprezenta printr-o schemă echivalentă, formată dintr-un capacitor ideal (fără pierderi) conectat în serie sau în paralel, cu o anumită rezistență. Această schemă echivalentă este convențională și explică de ce la un capacitor real defazajul între tensiune și curent este mai mic de 90°, iar în capacitor are loc și o anumită pierdere de putere activă.

I.2.3. Parametrii capacitoarelor

Cel mai important parametru al capacitoarelor este *capacitatea nominală* (notată pe corpul capacitorului); aceasta depinde de suprafața armăturilor și de grosimea și permitivitatea dielectricului.

Capacitatea reală a unui capacitor poate fi diferită de capacitatea nominală datorită unor factori ca: precizia tehnologiei de fabricație, tensiunea și frecvența de lucru, temperatura și umiditatea mediului ambiant, timpul de stocare etc.

Deviația maximă admisibilă a capacității reale (C_r) de la valoarea nominală (C_n), exprimată în procente, se numește *toleranță*.

$$\Delta C = \frac{C_r - C_n}{C_n} 100\%.$$

Se pot întîlni capacitoare cu toleranțe: $\pm 20\%$; $\pm 10\%$; $\pm 5\%$; $\pm 2\%$ etc. Spre deosebire de rezistoare, la capacitoare se pot întîlni și cazuri cînd toleranța pozitivă diferă ca valoare de cea negativă.

De exemplu, pentru capacitoarele electrolitice din seria EG 61.00 (IPRS), toleranța capacității nominale este: $-20\% \ldots +100\%$.

Valorile nominale ale capacității sînt standardizate și sînt egale numeric cu valorile rezistențelor din seriile corespunzătoare (E24 = $\pm 5\%$; E12 = $\pm 10\%$; E6 = $\pm 20\%$ etc).

La capacitoarele ceramice toleranța se poate nota cu anumite litere: $X = -90 \ldots +30\%$; $Y = -70 \ldots +30\%$; $Z = -20 \ldots +10\%$.

Marcarea se face în clar sau folosind codul culorilor.

Temperatura influențează mult capacitatea capacitoarelor, întrucît modifică valoarea permitivității dielectricului. În acest sens, capacitoarele se caracterizează printr-un anumit *coeficient de temperatură*, care reprezintă

variația relativă a capacității pentru o variație a temperaturii de 1 °C. Valorile coeficientului de temperatură depind de dielectric şi pot fi atît negative, cît şi pozitive. Capacitoarele cu coeficient termic negativ pot compensa modificarea frecvenței circuitelor rezonante deoarece bobinele au coeficient pozitiv de variație a inductanței în raport cu temperatura. Coeficientul de temperatură are valori standardizate; de ex. $-750 \cdot 10^{-6}$; $-330 \cdot 10^{-6}$; $-220 \cdot 10^{-6}$; $-75 \cdot 10^{-6}$; 0; $+33 \cdot 10^{-6}$; etc.

La capacitoarele ceramice acest coeficient este notat cu litere, şi anume:

$$H = -33 \cdot 10^{-6}/°C;$$
$$P = -150 \cdot 10^{-6}°C;$$
$$U = -750 \cdot 10^{-6}/°C.$$

Gama temperaturilor nominale reprezintă valorile temperaturilor mediului ambiant în care poate funcționa capacitorul. Astfel, un capacitor din seria CG 3215 cu capacitate 1000 pF $\pm 10\%$, are coeficientul de temperatură $-750 \cdot 10^{-6}/°C$ şi poate lucra într-o gamă de temperaturi cuprinsă între —40°C şi +85°C. Variația capacității acestui capacitor în întreaga gamă de temperaturi va fi:

$$\Delta C = 750 \cdot 10^{-6} \cdot 10^{3} \cdot 125° = 93{,}75 \text{ pF},$$

care este mai mică decît toleranța admisă (± 100 pF).

O serie de parametri caracterizează capacitoarele din punctul de vedere al pierderilor.

După cum s-a spus, în capacitoarele reale defazajul dintre tensiune şi curent este mai mic de 90°. Unghiul complementar unghiului de defazaj se notează cu δ şi se numeşte *unghi de pierderi*.

În practică se utilizează mai mult *tangenta unghiului de pierderi* (tg δ), întrucît pentru unghiuri mici tangenta este egală cu valoarea unghiului în radiani (tg δ reprezintă raportul dintre puterea activă şi cea reactivă a capacitorului, pentru o tensiune dată). Unghiul de pierderi are valori minime la capacitoarele cu aer şi mică (tg $\delta < 5 \cdot 10^{-4}$) şi valori maxime la capacitoarele electrolitice (tg $\delta = 0{,}2 \ldots 0{,}4$). Unghiul de pierderi crește în funcție de frecvența tensiunii aplicate şi de scăderea temperaturii.

Puterea activă pierdută în dielectric se determină cu relația:

$$P_a = \omega C U^2 \text{ tg } \delta. \text{ [W]}$$

Pentru capacitoarele cu valori mari ale capacității nominale, în cataloage se indică în locul lui tg δ valoarea curentului de fugă şi a rezistenței de izolație.

Curentul de fugă (I_0) este curentul de conducție ce trece prin capacitor cînd pe acesta se aplică o tensiune continuă.

Rezistența de izolație este rezistența pe care o prezintă capacitorul în curent continuu, fiind egală cu raportul dintre tensiunea aplicată la borne şi curentul ce-l străbate, măsurat după 1...5 minute:

$$R_{iz} = \frac{U}{I_0}.$$

Valorile rezistenței de izolație variază în limite largi, funcție de tipul capacitoarelor (10^2...10^6 M Ω). Rezistența de izolație scade odată cu creșterea temperaturii și a umidității.

Pentru capacitoarele electrolitice cu capacitate mai mare de 1 μF, se definește uneori și constanta de timp (τ),

$$\tau = R_{iz}C \text{ [s]}.$$

Acest parametru reprezintă timpul în care un capacitor, încărcat cu o tensiune U_0 și decuplat de la sursa de alimentare, se descarcă singur pînă la o tensiune:

$$U = \frac{U_0}{e} = 0{,}37\ U_0$$

(adică cca 37% din valoarea inițială). În această relație $e = 2{,}71828$ este baza logaritmilor naturali.

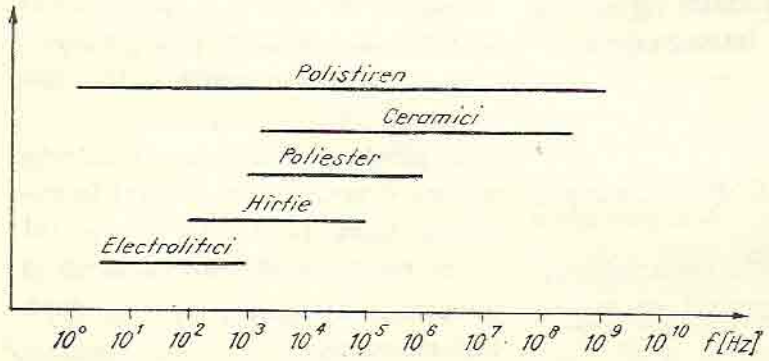
Odată cu creșterea frecvenței încep să conteze inductanțele parazite ale armăturilor și firelor de conexiuni. De aceea, capacitoarele electrolitice (caracterizate prin inductanțe parazite mari) se vor conecta în paralel cu capacitoare ceramice cu capacitate 10...50 nF, mai ales atunci cînd sînt folosite în circuite de decuplare.

În fig. I.16 sînt prezentate domeniile de frecvență aproximative în care se utilizează diferite capacitoare.

Tensiunea nominală, marcată pe corpul capacitoarelor, reprezintă tensiunea continuă maximă sau tensiunea alternativă eficace la care capacitorul poate funcționa o perioadă lungă de timp (de ex. 5000 h), păstrîndu-și parametrii în limitele admise.

Tensiunea de lucru reprezintă tensiunea la care este folosit capacitorul într-un anumit montaj. Aceasta nu va depăși niciodată valoarea tensiunii nominale. Valorile tensiunilor nominale sînt standardizate și anume: 6; 12; 25; 50; 70; 125; 400; 500; 630; 1000 V etc.

Tensiunea de vîrf reprezintă tensiunea la care capacitoarele pot rezista, fără a se străpunge, perioade scurte de timp (de ex. 30 secunde).



I.16. Domeniile de frecvență în care se utilizează diversele tipuri de capacitoare.

ÎNTRE BUTELIA DE LEYDA ŞI CONDENSATORUL CU ELECTROLIT SOLID

Condensatorul (numit azi şi capacitor) este elementul de circuit cu cea mai veche istorie. Mai bine de 200 de ani au trebuit să treacă pînă a se ajunge la condensatorul cu electrolit solid. Care au fost însă principalele momente ale acestui mereu ascendent drum de cucerire a performanţelor? Primul condensator este binecunoscuta „butelie de Leyda". Cum s-a ajuns la ea? Întîmplător. Lumea veacului al 17-lea avea deja un subiect de distracţie oferit de electricitate — maşina electrostatică a lui Otto von Guericke, devenită obiect de studiu pentru fizicieni, dar şi de distracţie pentru amatorii de senzaţii tari. Se constatase că un corp electrizat îşi pierde treptat-treptat calitatea. Fizicienii căutau să împiedice „evaporarea materiei electrice" prin „închiderea" ei într-o sticlă. La 10 octombrie 1745, pastorul E. G. von Kleist făcea cea mai simplă dintre experienţele de acest gen. În dopul ce astupa bine un flacon medicinal înfipsese un cui metalic. L-a apropiat de conductorul unei maşini electrostatice pentru a face „materia electrică" să intre în sticlă. Îndepărtîndu-l şi atingînd cuiul cu mîna a constatat o scuturătură. A repetat experienţa punînd în flacon apă, apoi mercur. Scuturăturile erau mai puternice. În acelaşi an, la Leyda, fizicianul Pieter van Musschenbroeck descoperea acelaşi lucru. Într-o scrisoare către Réaumur îşi descrie astfel experienţa: „Făceam unele încercări cu privire la forţa electricităţii. În acest scop agăţasem de două fire de mătase albastră o ţeavă de fier care primea, prin comunicaţie, electricitatea de la un glob de sticlă învîrtit foarte repede în jurul axului său, în timp ce cineva îşi sprijinea palmele pe el; la cealaltă extremitate atîrna liber o sîrmă de alamă al cărei capăt era scufundat într-un vas rotund de sticlă, umplut pe jumătate cu apă, vas pe care îl ţineam în mîna dreaptă. Cu cealaltă mînă încercam să scot scîntei din ţeava de fier electrizată. Deodată am simţit în mîna dreaptă o lovitură atît de violentă încît mi-a zgîlţîit tot trupul ca şi cum aş fi fost trăsnit... Braţul şi întregul corp mi-au fost grozav de zdruncinate, într-un cuvînt credeam că s-a terminat cu mine".

Popularizat repede printre adepţii electricităţii, noul dispozitiv este folosit de abatele Nollet pentru a electriza la Versailles, în faţa regelui şi a curţii, o companie de 250 de soldaţi de gardă „care au sărit cuminţi în sus, oferind un spectacol foarte plăcut". Venind de la Leyda, abatele îi dă şi denumirea de butelie de Leyda.

I se aduc repede îmbunătăţiri. Se acoperă suprafaţa exterioară cu un înveliş metalic. Apoi şi suprafaţa interioară. Franklin stabileşte, în 1747, că rolul principal revine materialului dielectric din care este făcută „această minunată butelie". (Tot atunci introduce termenii: electrizat, pozitiv, negativ, plus, minus.) Să remarcăm însă că termenul „dielectric" va fi introdus aproape 100 de ani mai tîrziu, în 1838, de M. Faraday, înţelegînd prin el „substanţa prin care acţionează forţele electrice". Tot el stabileşte că diferiţi dielectrici au constante dielectrice diferite. I se dă acum şi un nume nou. Nu se mai numea butelie de Leyda, ci condensator. Numele, păstrat pînă azi, îi era dat de Volta, în 1782, şi se referea la o construcţie asemănătoare cu una mai veche a lui Franklin.

Ulterior, sînt precizate mai toate mărimile, sînt studiate proprietăţile. În 1874 geologul M. Bauer studiază mica şi îi precizează proprietăţile. Dar, abia în 1906, A. Zeleny inventează condensatorul cu mică propriu-zis. El va deveni produs comercial, accesibil şi amatorilor, abia după 1914. Intens folosit pînă atunci era condensatorul cu hîrtie. Apăruse în 1876 şi i se datora lui D. G. Fitzgerald care, în patentul 3466, din 2 septembrie 1876, îl descrie ca fiind „o construcţie din hîrtie şi conductor (uzual o foiţă metalică subţire), suprapuse, înfăşurate cilindric şi impreg-

nate în final cu parafină". Procedeul de fabricare a acestora cu hîrtie metalizată avea să apară abia după 1950. În locul foliilor metalice, în calitate de armături, se utilizează straturi metalice subțiri (0,1 μm), depuse în vid pe folia de hîrtie. Avantajul este clar. La străpungerea dielectricului sau chiar la scurtcircuite, ce apar datorită unor particule conductoare incluse în masa hîrtiei, armătura foarte subțire se evaporă local, izolînd locul defect. Condensatorul rămîne însă utilizabil în ansamblul său. Industria electrotehnică cerea însă condensatori de dimensiuni mai mici, cu capacități mari și cu posibilități de lucru la tensiuni cît mai mari. Cercetările aveau să se materializeze prin invenția italianului L. Lombardi (patent britanic nr. 9133 din 17 mai 1900) privind condensatoarele ceramice. Tehnologiile clasice permit obținerea unor capacități specifice de 1 ... 2 μF/cm³, iar pentru o tehnologie modernă (condensatoare cu strat de baraj) chiar 8 μF/cm³. Telegrafia fără fir și avîntul ei de după 1900 aduceau, în 1904, anul inventării diodei cu vid, condensatorul tubular din sticlă. Cunoscut multă vreme sub denumirea de tubul lui Moscicki (după numele inventatorului, I. Moscicki, brevet britanic nr. 1307 din 18 ianuarie, 1904), condensatorul cu sticlă avea să se impună prin stabilitatea la umezeală și, mai ales, prin capacitatea specifică mai mare (de 3 ori mai mare decît a condensatorului cu mică).

Următorii cincizeci de ani se pare că nu mai aduc noutăți absolut remarcabile. Sînt puse la punct tehnologiile, sînt elaborate variante îmbunătățite. Se înlocuiesc materialele inițiale cu altele, dar principiile de bază rămîn aceleași, pînă în 1956, cînd americanii D. A. McLean și F. S. Power anunță realizarea condensatorului electrolitic cu electrolit solid. Și condensatoarele electrolitice trecuseră prin aceleași serii de transformări. Începuseră a fi cu electrolit lichid, se obținuse varianta de condensatoare semiuscate (cu armătură anod din aluminiu sau, mai tîrziu, din tantal), pentru a se impune, în final, cele cu electrolit solid. Condensatorul lui Mc Lean și Power utiliza pentru anod tantalul. Ulterior, s-au pus la punct tehnologii de fabricare a condensatoarelor cu electrolit solid pe bază de niobiu sau de aluminiu. În epoca circuitelor cu tranzistoare, cu tensiuni de polarizare de ordinul zecilor de volți, condensatoarele cu electrolit solid, avînd tensiuni nominale de ordinul zecilor de volți, capacitate specifică de ordinul sutelor de μF/cm³ și domeniu al temperaturilor de lucru relativ larg (−100°C ... +150°C), au devenit de neînlocuit. Tehnologiile ulterioare au căutat să rezolve integral problema miniaturizării. Un pas înainte a fost făcut prin eliminarea completă a electrolitului. Se obține așa-numitul condensator oxid-metal în care a doua armătură constă dintr-un strat metalic depus în vid peste stratul de oxid dielectric. Proprietățile condensatorului sînt dictate în întregime de proprietățile peliculei de oxid dielectric. Condensatorul oxid-metal a fost veriga intermediară între circuitele microminiaturizate (micromodule 2D sau 3D) și circuitele integrate propriu-zise, în care funcția condensator este realizată de către o joncțiune *pn* (realizate în asemenea structuri încît capacitatea să nu depindă de tensiune) sau, mai nou, de către structuri MOS. Ajuns în acest stadiu condensatorul, așa cum e știut de mai bine de 200 de ani, dispare. Rămîne doar funcția sa, realizată prin metode specifice circuitelor integrate (v. și *Varicap, varactor*).

(Vasile Văcaru)

I.2.4. Tipuri de capacitoare

A. Capacitoare fixe

Capacitoare cu mică. Au de obicei formă plană, dielectricul din foi de mică fiind strîns între armături de cupru sau aluminiu. Au valori nominale mai mici de 10 nF; sînt foarte stabile în timp și la variația temperaturii. Avînd pierderi mici, se pot folosi și la frecvențe ridicate. Din cauza

costului ridicat se folosesc însă relativ puțin.

Capacitoare stecloceramice. Au dielectricul din pelicule de sticlă, cu grosime de 15...25 μm, iar armăturile din folii de aluminiu. Totul este acoperit cu un strat protector de sticlă, astfel încît rezistența de izolație depășește 150 000 MΩ. Lucrează într-o gamă largă de temperaturi (—60...+100°C), iar $\operatorname{tg}\delta = 2 \cdot 10^{-3}$. Au volum foarte mic, iar coeficientul de temperatură poate fi negativ, pozitiv sau nul.

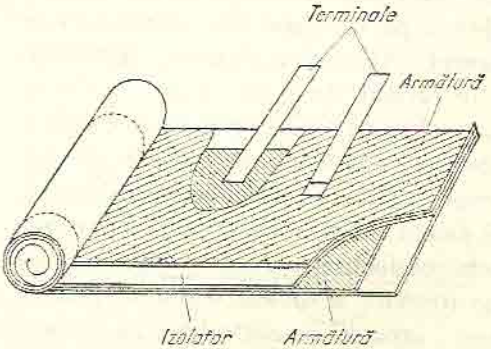
Capacitoare ceramice. Au formă plană (plachete, disc) sau tubulară. Dielectricul este realizat dintr-un material ceramic cu coeficient de temperatură definit. Constanta dielectrică a materialelor utilizate, avînd valori foarte mari (cca 10^4), permite obținerea unor capacitoare cu mari capacități electrice, la un volum redus. Tensiunile nominale sînt în general reduse și depind de grosimea dielectricului (sub 500 V), dar pot fi și de 1,5 și 3 kV. Armăturile se realizează din pelicule groase de argint, la care se lipesc terminale din fire de cupru cositorite sau argintate.

Uneori, condensatoarele ceramice se confecționează și fără terminale, pentru a putea fi lipite direct în circuite de frecvențe ridicate (de ex. în selectoare UÎF).

Protecția se realizează cu o rășină termodură, impregnată cu ceară.

Capacitoare cu folie de polistiren (styroflex). Au armăturile din folii de aluminiu, răsucite în spirală împreună cu dielectricul, constituit din folii de polistiren. Terminalele din cupru cositorit pot fi axiale sau pe același capăt (pentru implantare). Au calități deosebite datorită pierderilor mici ($\operatorname{tg}\delta \leqslant 5 \cdot 10^{-4}$), a stabilității în funcție de temperatură și a rezistenței de izolație. Au valori nominale de pînă la 100 nF și se folosesc acolo unde sînt necesare capacități precise și constante în raport cu temperatura (de ex. în filtrele de frecvență intermediară). Capacitatea se notează în clar, iar tensiunea folosind un cod de culori, și anume: albastru = 25 V; galben = 63 V; roșu = 160 V; verde = 250 V, iar negru = 630 V. Culoarea se aplică pe unul din capete, indicînd în același timp și armătura exterioară ce se recomandă să fie conectată la masă.

Capacitoare cu hîrtie. Au ca dielectric două sau trei foițe din hîrtie specială, impregnată cu ceară sau ulei. Armăturile sînt din folii de aluminiu, care se răsucesc în spirală împreună cu dielectricul (fig. I.17). Protecția împotriva umezelii se face prin introducerea în tuburi de aluminiu sau carton, etanșate cu cauciuc, sau prin mulare într-o rășină sintetică. Au capacități nominale pînă la cca 2μF, funcționează în c.c. și c.a., dar au pierderi destul



I.17. Părțile componente ale unui capacitor cu hîrtie.

de mari (tg $\delta \leqslant 0{,}01$), ce cresc rapid odată cu frecvența. Tensiunile nominale pot depăși 1000 V. O variantă a acestor capacitoare o constituie capacitoarele cu hîrtie metalizată, la care armăturile se formează prin depunerea aluminiului în vid. Acestea au un volum redus, iar în cazul unor străpungeri a dielectricului se autogenerează, întrucît armăturile se volatilizează și nu fac scurtcircuit. Capacitoarele cu hîrtie sînt destul de ieftine și se folosesc pentru decuplări, în circuitele de deparazitare, și, în general, acolo unde nu se cer performanțe ridicate. Asemănătoare sînt și capacitoarele cu folii de polipropilenă.

Capacitoare cu poliester metalizat (mylar). Folosesc dielectric din folii de politereftalat de etilenă și sînt protejate prin mulare într-o rășină sintetică. Tensiunile nominale nu depășesc 500 V, iar pierderile sînt relativ mari (tg $\delta \leqslant 0{,}01$). Lucrează într-o gamă largă de temperaturi (—40°C...+85°C).

Capacitoare electrolitice. Sînt construite special pentru a avea capacități mari la un volum mic. Folosesc ca dielectric pelicule subțiri de oxid de aluminiu sau tantal, formate electrochimic pe un anod din aluminiu sau tantal. Al doilea electrod (catodul) este format dintr-un electrolit vîscos sau lichid, ce realizează un bun contact electric cu pelicula de oxid. În ultima vreme, alături de electroliți se utilizează și catozi solizi, realizați din materiale semiconductoare. Astfel, după modul de formare a dielectricului se deosebesc: *capacitoare electrolitice cu aluminiu* (armături din folii de aluminiu lucioase sau tratate); *capacitoare cu tantal* sau *cu niobiu* (anozi din tantal sau niobiu) și *capacitoare oxid-semiconductor* (anodul din aluminiu, tantal sau niobiu; dielectricul din oxizii materialelor respective, iar catodul este un semiconductor).

Întrucît folosesc drept dielectric un strat de oxid, capacitoarele electrolitice sînt polarizate, adică nu se pot conecta decît în acele circuite în care simultan cu o tensiune alternativă există o tensiune continuă, suficient de mare, astfel încît polaritatea tensiunii pe capacitor să fie în permanență aceeași. Plusul tensiunii trebuie aplicat pe anod; în caz contrar, datorită curenților ce apar, se distruge pelicula de oxid.

Capacitoarele cu aluminiu folosesc pentru anod folii de aluminiu de înaltă puritate, tratate electrochimic, în scopul măririi de 7...12 ori a suprafeței active. În funcție de capacitate se folosesc două sau mai multe armături separate prin hîrtie. Ansamblul se răsucește în spirală și se introduce într-un tub de aluminiu sau masă plastică ce se etanșează după introducerea electrolitului. Se realizează capacități nominale pînă la mii de μF cu toleranțe largi (—20% ... + 80%). Se pot păstra perioade lungi, dar înainte de folosire trebuie conectate pentru 1...2 ore la o tensiune mai mică decît cea nominală pentru preformarea stratului dielectric. Curentul de fugă are o valoare importantă și se determină cu relația:

$$I \leqslant CU \cdot 10^{-4} + m \text{ [mA]},$$

în care parametrul m depinde de tipul capacitorului și firma producătoare. Pierderile sînt relativ mari (tg $\delta =$

= 0,2...0,4), iar capacitatea depinde de temperatură și frecvență.

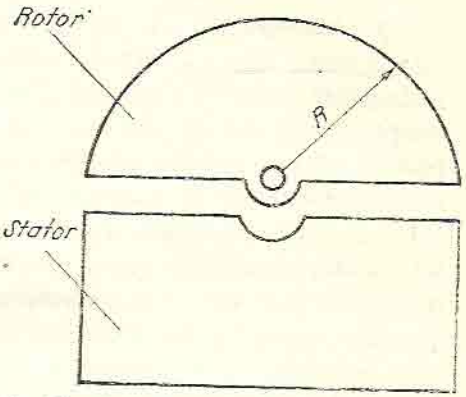
Capacitoarele cu tantal au performanțe superioare în ceea ce privește volumul, stabilitatea cu temperatura și curentul de fugă. Anodul este din tantal în formă de folii sau burete poros, obținut prin sinterizare. Tensiunile nominale nu depășesc 100 V.

Capacitoarele cu niobiu sînt asemănătoare celor cu tantal. Niobiul are o densitate de două ori mai mică decît tantalul, iar oxidul de niobiu are o constantă dielectrică de 1,5 ori mai mare decît oxidul de tantal. Rezultă astfel capacitoare cu capacități mari, la un volum redus.

Capacitoarele oxid-semiconductor sînt asemănătoare celor cu tantal, dar au catodul din material solid, de exemplu dioxid de mangan. Stratul de dioxid de mangan se acoperă cu un aliaj din staniu-plumb, la care se lipesc terminalele pentru catod. Protecția se asigură prin mulare în rășini epoxidice. Se obțin astfel capacitoare stabile în raport cu temperatura, cu capacități mari și volum redus.

B. Capacitoare variabile.

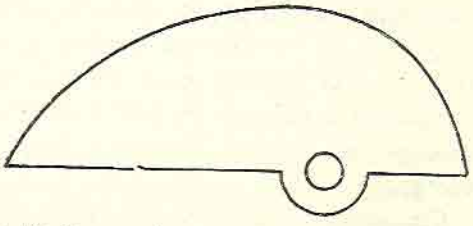
Utilizează ca dielectric aerul sau un material sintetic. Se construiesc din două pachete de plăci: unele fixe, care formează statorul și altele mobile, care formează rotorul (fig. I.18). Plăcile se întrepătrund, realizînd astfel o suprafață comună mare. Plăcile statorului se fixează rigid de carcasa capacitorului, dar sînt izolate de aceasta. Prin rotirea plăcilor rotorului se modifică capacitatea. Această variație poate fi liniară sau respectă o lege mai complicată. Capacitoarele variabile se folosesc în circuite oscilante, în paralel cu inductanțe (L), servind la modificarea frecvenței de acord a radioreceptoarelor.



I.18. Plăcile rotorului și statorului unui capacitor variabil cu variație liniară a capacității.

Fig. I.18 prezintă schema unei plăcuțe din rotorul unui capacitor cu variație liniară a capacității, iar fig. I.19 o plăcuță din rotorul unui capacitor cu variație liniară a frecvenței de acord a circuitului în care este conectat.

În circuitele radioreceptoarelor se preferă folosirea capacitoarelor variabile cu variația liniară a frecvenței (pentru etalonarea liniară a scalelor în frecvențe sau lungimi de undă), în loc de capacitoare cu variația liniară a capacității, deoarece relația dintre



I.19. Forma plăcuței din rotorul unui capacitor cu variație liniară a frecvenței de acord.

frecvența de acord și capacitate nu este liniară:

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}.$$

Capacitoarele cu aer au pierderi foarte reduse, dar necesită o construcție îngrijită. În scopul ușurării alinierii receptoarelor superheterodină, adică pentru asigurarea unei diferențe constante între frecvența oscilatorului local și frecvența de acord a circuitului de intrare, în întreaga gamă recepționată, plăcuțele extreme ale rotorului au cîteva crestături ce servesc la ajustarea capacității. Capacitățile nominale depășesc rar 500 pF. Pe același ax pot fi montate două sau mai multe capacitoare cu valori egale sau diferite. În scopul reducerii dimensiunilor, între rotor și stator pot fi introduse folii dielectrice, realizîndu-se astfel capacitoare variabile pentru radioreceptoarele portabile.

C. Capacitoarele semivariabile (trimeri).

Au capacitatea variabilă, în anumite limite, și se folosesc de obicei cu ocazia reglării aparaturii electronice. Pot avea ca dielectric aerul sau un material ceramic.

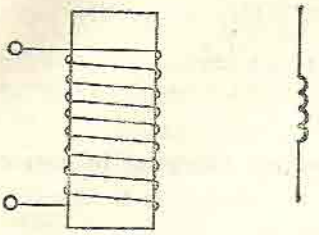
Capacitoarele cu dielectric ceramic se realizează în formă tubulară sau de disc. Pe un tub ceramic se depune un strat metalic, constituind o armătură a capacitorului. Pentru a doua armătură se folosește un șurub din alamă, care, pătrunzînd mai mult sau mai puțin în interiorul cilindrului, determină variația capacității în limite destul de reduse (1...5 pF). Foarte răspîndite sînt capacitoarele ceramice semivariabile în formă de disc care se rotește pe un suport tot ceramic. Atît pe disc, cît și pe suportul ceramic se depune cîte o peliculă subțire de metal, în formă de semicerc, pelicule ce formează armăturile. Rotind discul, capacitatea variază între o valoare maximă (50...100 pF), cînd cele două semicercuri se suprapun, și o valoare minimă (de cîțiva pF), cînd cele două semicercuri sînt în poziții opuse. Pierderile acestor capacitoare sînt reduse ($\operatorname{tg}\delta < 0{,}002$), iar coeficientul de temperatură este în general negativ $(-200... -800)10^{-6}/°C$.

I.3. BOBINE

În jurul unui conductor parcurs de curent electric se formează un cîmp magnetic. Pentru producerea cîmpului magnetic nu se folosesc conductoare filiforme, ci bobine care reprezintă conductoare răsucite în formă de spirală pe un suport izolant denumit carcasă.

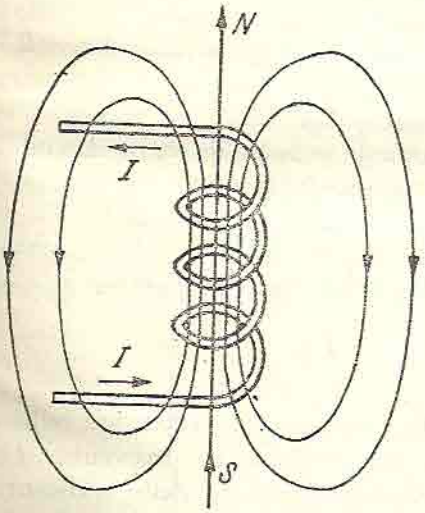
Cîmpurile produse de fiecare spiră se însumează, astfel încît cîmpul total al bobinei este mai puternic. Intensitatea acestui cîmp crește odată cu creșterea numărului de spire și a curentului prin bobină.

În fig. I.20 este prezentată schematic o bobină, iar în fig. I.21 distribuția liniilor cîmpului magnetic creat. Totalitatea liniilor de cîmp formează fluxul magnetic. Se observă că bobina străbătută de curent se comportă ca un magnet, care are un pol sud (partea unde intră liniile de cîmp) și un pol



I.20. Reprezentarea schematică a unei bobine.

nord (partea de unde ies liniile de cîmp). Prin schimbarea sensului curentului se schimbă şi sensul cîmpului magnetic. Variaţia cîmpului magnetic induce tensiuni electromotoare în toate conductoarele aflate în apropiere prin inducţie electromagnetică. O tensiune electromotoare se induce chiar şi în conductorul care produce cîmpul magnetic variabil, fenomenul purtînd numele de inducţie magnetică proprie sau autoinducţie.



I.21. Distribuţia cîmpului magnetic al unei bobine.

Sensul tensiunii electromotoare (t.e.m.) induse este astfel încît curentul indus prin cîmpul magnetic produs de el să se opună variaţiei fluxului magnetic inductor (regula lui Lenz), deci cînd curentul creşte, t.e.m. indusă are sens opus curentului, iar cînd curentul scade, t.e.m. are acelaşi sens ca şi curentul. Mărimea t.e.m. induse este direct proporţională cu viteza de variaţie a fluxului. Inducţia proprie este accentuată în bobine, fiind aproape neobservabilă în conductoarele rectilinii sau slab curbate.

Pentru a caracteriza fenomenul de inducţie electromagnetică se foloseşte mărimea fizică numită *inductanţă* (L), care este egală cu raportul dintre fluxul magnetic care străbate conturul unui circuit şi intensitatea curentului care îl produce:

$$L = \frac{\Phi}{I}\,[\mathrm{H}]\ \text{(henry)}.$$

Un henry reprezintă inductanţa unei spire prin a cărei suprafaţă fluxul magnetic propriu este de un weber, cînd spira este parcursă de un curent de un amper (1 H = 1 Wb/1A).

Variaţia fluxului magnetic propriu, datorită căreia apare t.e.m. de autoinducţie, poate fi scrisă:

$$\Phi = L\Delta I,$$

astfel încît conform legii fenomenului de autoinducţie, t.e.m. autoindusă este:

$$e = -\frac{\Delta\Phi}{\Delta t} = -L\cdot\frac{\Delta I}{\Delta t},\quad \text{de unde:}$$

$$L = -\frac{e\Delta t}{\Delta I}.$$

Această relaţie permite o altă interpretare a unităţii de inductanţă şi anume: O bobină are inductanţa de 1 H atunci cînd un curent de 1 A, care scade uniform pînă la zero în

timp de 1 secundă, induce în bobină o t.e.m. de 1 V.

Se folosesc și submultiplii: milihenry [mH] și microhenry [μH].

Inductanța unei bobine depinde de numărul de spire (n), de secțiunea (S), de lungimea (l), precum și de permeabilitatea magnetică a miezului său (μ):

$$L = \mu \frac{n^2 S}{l}.$$

Dacă bobina este situată în vid, permeabilitatea magnetică se notează μ_0 și în SI are valoarea:

$$\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ [H/m]}.$$

Raportul dintre permeabilitatea unui mediu și permeabilitatea vidului este o mărime adimensională care se numește permeabilitate relativă (μ_r).

Permeabilitatea magnetică, μ_r, caracterizează substanțele din punctul de vedere al proprietăților magnetice. Substanțele cu $\mu_r \gg 1$ se numesc feromagnetice (de ex. fier, nichel, feritele), prezența lor în bobine mărind mult inductanța. Celelalte substanțe se împart în două categorii: *paramagnetice* cu $\mu_r > 1$ (de ex. aluminiu, platină) și *diamagnetice* cu $\mu_r < 1$ (de ex. sticlă, apă, cupru, alamă). Prezența substanțelor diamagnetice în bobine micșorează inductanța. Proprietățile magnetice ale diferitelor substanțe își au originea în structura și proprietățile magnetice la nivel de molecule și atomi.

Dacă două bobine nu se influențează reciproc prin cîmpurile lor magnetice, la conectarea în serie inductanța lor echivalentă va fi:

$$L = L_1 + L_2.$$

În cazul conectării în paralel:

$$L = \frac{L_1 L_2}{L_1 + L_2}.$$

I.3.1. Comportarea bobinelor în curent alternativ

La introducerea într-un circuit de c.c., bobinele prezintă rezistențe cu valori reduse, reprezentînd rezistențele ohmice ale conductorului folosit. La conectarea în circuite de c.a., rezistența bobinei este mult mai mare, datorită fenomenului de autoinducție, care se opune variației curentului. Rezistenței din curent continuu i se adaugă, deci, o mărime numită *reactanță inductivă*. Reactanța inductivă (X_L) depinde de frecvență și de inductanța bobinei;

$$X_L = \omega L = 2\pi f \cdot L.$$

Dacă frecvența se exprimă în herți, iar inductanța în henry, reactanța rezultă în ohmi.

Mărimea complexă:

$$Z = R_L + j\omega L$$

se numește *impedanța bobinei*. Modulul acestei impedanțe este:

$$Z = \sqrt{R_L^2 + X_L^2},$$

iar legea lui Ohm se va scrie:

$$I = \frac{U}{\sqrt{R_L^2 + X_L^2}}.$$

După cum se vede, reactanța inductivă crește liniar cu frecvența. La frecvențe suficient de înalte, rezistența bobinei (R_L) devine neglijabilă în comparație cu reactanța ei, iar legea lui Ohm devine:

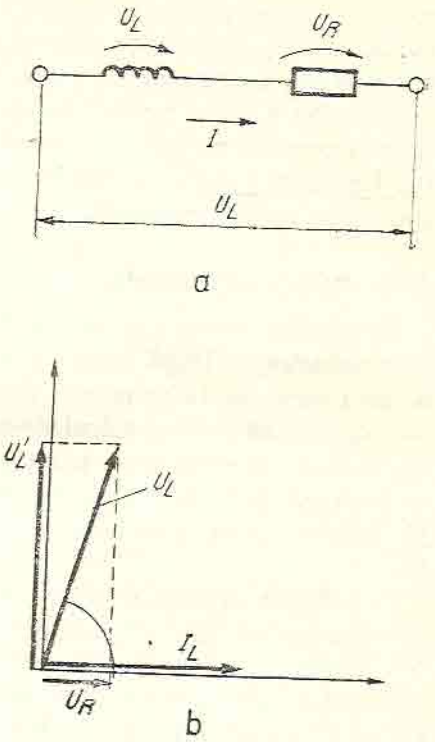
$$I = \frac{U}{X_L}.$$

La conectarea bobinelor în circuite de c.a., din cauza t.e.m. de inducție proprie, variația în timp a curentului este întîrziată, astfel încît el rămîne în urma tensiunii (fig. I.22). Defazajul în urmă al curentului din bobină depinde de raportul dintre reactanță și rezistența bobinei. Dacă rezistența este mult mai mică decît reactanța, defazajul se apropie de 90°. Aceasta se vede și în fig. I.23, care prezintă schema echivalentă a unei bobine reale și diagrama vectorială a tensiunilor și a curenților. La frecvențe ridicate schema echivalentă trebuie completată și cu capacitatea parazită dintre spirele bobinei.

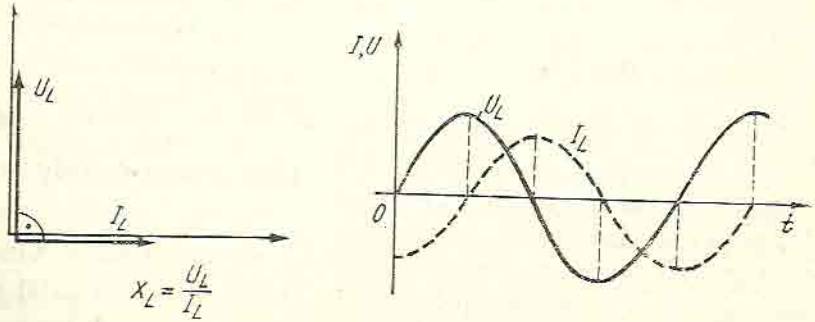
După gama de frecvență în care funcționează, bobinele pot fi: de audiofrecvență și de radiofrecvență; ultimele la rîndul lor se pot împărți în bobine pentru frecvențe radio joase, înalte sau ultraînalte.

Bobinele pentru audiofrecvență se realizează de regulă pe un miez feromagnetic (tole, tor, oală) și conțin un număr mare de spire.

Bobinele pentru frecvențe radio joase (UL, UM) se bobinează cu mai multe straturi pe carcase ce pot avea un miez feromagnetic, cu care se poate regla inductanța. Bobinele pentru frecvențe radio înalte (US) se bobinează într-un singur strat, avînd puține spire. Pot avea uneori și miez feromagnetic. Bobinele pentru frecvențe ultraînalte au foarte puține spire, dintr-un



I.23. Diagrama vectorială a tensiunii și curentului într-un circuit cu bobină reală.



I.22. Defazajul tensiunii și curentului în cazul unei reactanțe inductive.

conductor gros, de regulă argintat. Se bobinează „în aer" sau pe carcase din materiale dielectrice de calitate (calit, teflon). Pot avea și miezuri de alamă care să permită modificarea inductanței. Uneori se realizează sub formă de spirale pe cablaj imprimat.

I.3.2. Parametrii bobinelor

Principalul parametru al bobinelor este *inductanța*. După cum s-a spus, aceasta depinde, în principal, de forma, dimensiunile și numărul de spire ale bobinei, precum și de permeabilitatea magnetică a miezului, dacă există. Inductanța nu depinde de frecvență.

La bobinele cu miez, permeabilitatea acestuia depinde de intensitatea cîmpului magnetic, deci de intensitatea curentului prin bobină. Pe măsura creșterii curentului, permeabilitatea crește pînă la un anumit punct pentru ca apoi să scadă datorită efectului de saturare. Dintre bobinele care lucrează la curenți mari pot fi menționate bobinele de șoc din celulele de filtraj, transformatoarele din celulele de redresare etc.

Factorul de calitate (Q), alt parametru important al bobinelor, este egal cu raportul dintre reactanță și rezistența proprie:

$$Q = \frac{\omega L}{R}.$$

De obicei se caută realizarea unor bobine cu rezistențe cît mai mici, deci cu factori de calitate ridicați. Creșterea frecvenței de lucru este însoțită de creșterea rezistenței conductorului de bobinaj, datorită efectului pelicular și apariției curenților turbionari. Efectul pelicular se datorează distribuției neuniforme a cîmpului magnetic în interiorul conductorului. Curentul circulă numai la suprafața conductorului, interiorul rămînînd „gol", ceea ce echivalează cu reducerea secțiunii transversale.

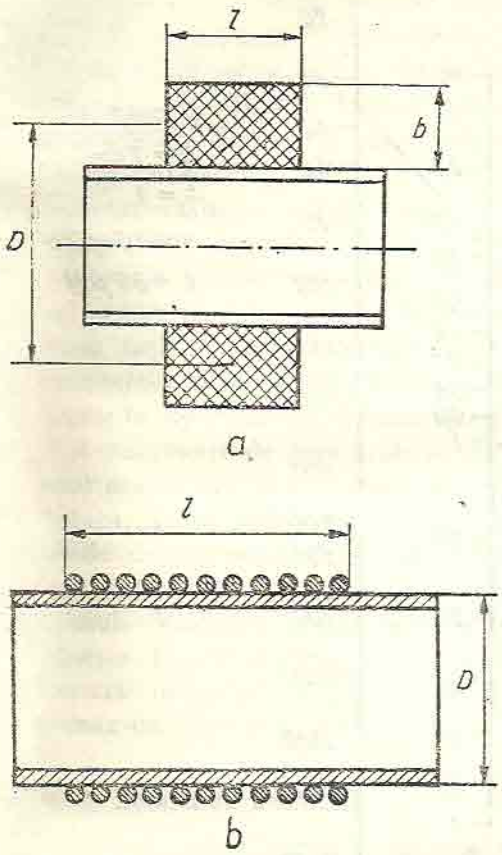
Se poate mări diametrul conductoarelor de bobinaj, dar, în același timp, cresc pierderile datorate curenților turbionari. Pentru fiecare frecvență există un diametru optim, la fel cum pentru fiecare bobină există o frecvență la care factorul de calitate este maxim, frecvență ce depinde de construcția bobinei. Factorul de calitate poate crește prin alegerea optimă a dimensiunilor bobinelor. Astfel, pentru bobinele cu un singur strat se recomandă raportul: $l/D = 0{,}7...1$; iar la bobinele cu mai multe straturi: $l/D = 0{,}2...0{,}5$ și $b/D = 0{,}5...1$ (fig. I. 24).

Pînă la frecvențe de 1...1,5 MHz se recomandă utilizarea liței de radiofrecvență, care reprezintă un conductor cu diametru echivalent mare, dar neinfluențat de curenții turbionari.

Capacitatea proprie reprezintă capacitatea dintre spirele bobinei. În scopul micșorării ei, bobinajul se face cu pas, bobina se împarte în cîteva secțiuni sau se utilizează sisteme de bobinaj speciale, la care spirele nu sînt paralele, ci se intersectează sub un anumit unghi (bobinaj fagure, universal etc.).

I.3.3. Bobine de radiofrecvență

Cele mai simple au formă cilindrică și un singur strat. Cînd numărul de spire este mic (5...10) și conductorul rigid, bobinajul se poate face fără



I.24. Bobine de radiofrecvenţă cu mai multe straturi (a) şi cu un strat (b).

carcasă. Valorile orientative ale inductanţei maxime ce se pot obţine la bobinele cu un strat, funcţie de diametrul carcasei, se dau în tabelul I.2.

Tabelul I.2

VALORILE INDUCTANŢELOR MAXIME ÎN FUNCŢIE DE DIAMETRUL CARCASEI

Diametrul carcasei [mm]	10	15	20	30	50
Inductanţa maximă [μH]	30	50	100	200	500

Inductanţa unor astfel de bobine (reprezentate în fig. I.24) se poate determina şi cu una din următoarele relaţii:

$$L = \frac{D^2 n^2}{100l + 44D}\ [\mu H];$$

$$L = \frac{0{,}2D^2 \cdot n^2}{9D + 20l}\ [\mu H];$$

$$L = \frac{0{,}1D^2 \cdot n^2}{4D + 11l}\ [\mu H],$$

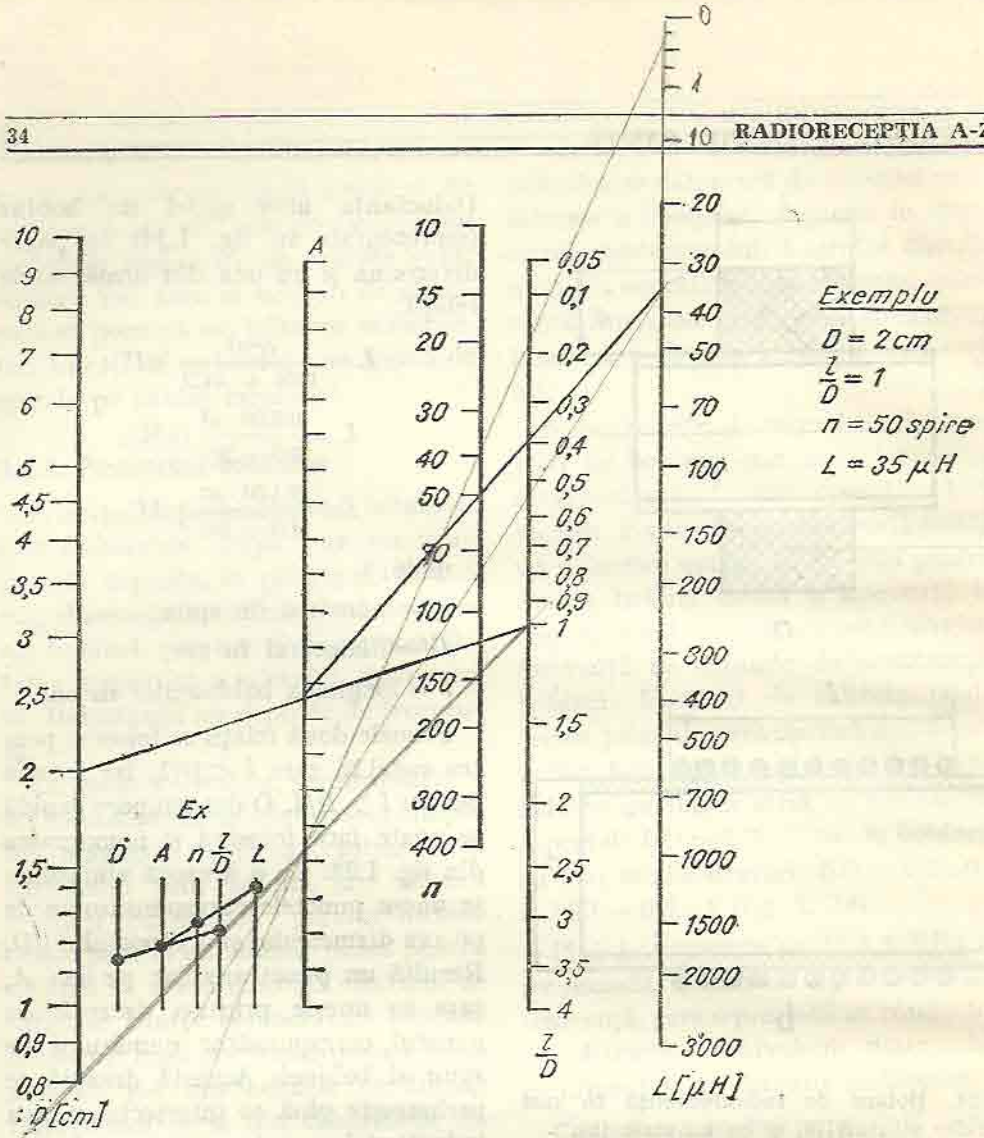
unde:

n = numărul de spire;

D = diametrul în cm;

l = lungimea bobinajului în cm.

Primele două relaţii se folosesc pentru cazul în care $l < D/2$, iar a treia pentru $l > D/2$. O determinare rapidă se poate face folosind şi nomograma din fig. I.25. Cu o dreaptă ajutătoare se unesc punctele corespunzătoare de pe axa diametrului şi a raportului l/D. Rezultă un punct auxiliar pe axa A, care se uneşte printr-o dreaptă cu punctul corespunzător numărului de spire al bobinei. Această dreaptă se prelungeşte pînă ce intersectează axa inductanţelor, unde se citeşte valoarea căutată. Determinarea exactă a inductanţei se poate face însă numai cu ajutorul unei punţi de măsură sau al unui Q-metru. Carcasele bobinelor cu un strat se confecţionează din materiale dielectrice de calitate (ceramică, trolit, calit, mase plastice, teflon etc.). Carcasele pot fi prevăzute cu galeţi pentru împărţirea spirelor în cîteva secţiuni, în scopul reducerii capacităţii proprii. Capacitate proprie mică prezintă, după cum s-a mai spus, bobinele „fagure", la care spirele din straturile alăturate sînt aproape perpendiculare



1.25. Nomogramă pentru determinarea inductanței unei bobine în funcție de elementele constructive.

și nu paralele ca la bobinele obișnuite „spiră lîngă spiră". În scopul creșterii inductanței și al micșorării numărului de spire, bobinele pot fi prevăzute cu un miez dintr-un material feromagnetic. Miezul este prevăzut cu filet sau fixat într-o piesă cilindrică din masă plastică filetată, în scopul reglării poziției în interiorul bobinei. Prin aceasta se reglează ușor și valoarea inductanței. Astăzi, pentru miezuri se folosesc aproape în exclusivitate feritele. Feritele sînt cristale mixte sau amestecuri ale oxizilor de fier (Fe_2O_3), cu unul sau mai mulți oxizi metalici (NiO; MnO; ZnO; MgO; CuO; BeO; CdO; BaO; CoO etc.). Feritele au rezistivitatea foarte mare ($10^2...10^7$ Ω·cm), ceea ce face ca pierderile datorate curenților turbionari să fie reduse chiar la frecvențe înalte. În radiofrecvență, cele mai utilizate sînt feritele pe bază de Ni-Zn, Zn-Mn, Cu-Zn sau Li-Zn. Feritele cu Zn-Mn se folosesc la

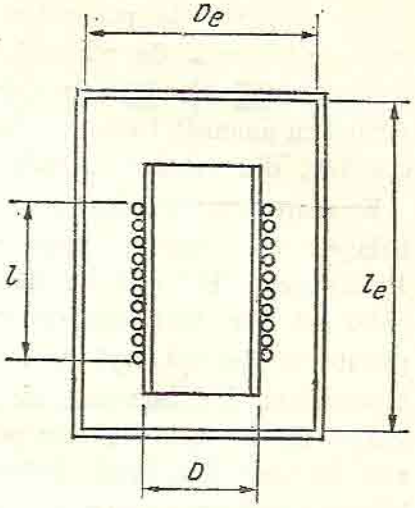
frecvenţe reduse (pînă la 100 kHz). În US se folosesc feritele Cu-Zn şi Li-Zn avînd permeabilităţi de ordinul 100...250. În UUS se folosesc feritele pe bază de Ni-Pb, cu permeabilităţi de ordinul zecilor,

Proprietăţile materialelor magnetice sînt caracterizate de: *permeabilitatea magnetică efectivă* (care arată de cîte ori creşte inductanţa unei bobine cu miez faţă de una fără miez), *gama frecvenţelor de lucru*, *pierderile* şi *stabilitatea în raport cu temperatura*. Aceştia sînt parametri de care trebuie ţinut cont atunci cînd se realizează anumite bobine. Permeabilitatea efectivă depinde de dimensiunile şi de natura materialului din care este confecţionat miezul. Valoarea permeabilităţii se găseşte în cataloage sau se poate aprecia măsurînd o bobină cu un număr de spire cunoscut.

I.3.4. Ecranarea bobinelor

Între bobinele parcurse de curenţi de înaltă frecvenţă şi alte elemente de circuit aflate în apropiere pot lua naştere cuplaje parazite. De asemenea, diferite cîmpuri perturbatoare pot induce în bobine tensiuni parazite. Pentru evitarea acestor efecte bobinele se introduc în ecrane, realizate din aluminiu sau cupru şi avînd forme cilindrice sau paralelipipedice. Prin introducerea în ecrane metalice, inductanţa şi factorul de calitate scad, iar capacitatea proprie creşte. Astfel, inductanţa L_0 a unei bobine, prin introducerea într-un ecran cilindric (fig. I.26), devine:

$$L = L_0\left[1-\left(\frac{D}{De}\right)^3\right]\cdot\left[1-\left(\frac{l}{le}\right)^2\right].$$



I.26. Ecranarea unei bobine.

Se vede că influenţa ecranului este cu atît mai mare cu cît rapoartele D/D_e şi l/l_e sînt mai mari. Pentru ca această influenţă să fie mai mică de 10% se recomandă la bobinele cu un strat: $D_e/D = 1{,}6...2{,}5$.

Grosimea ecranului depinde de frecvenţa pe care lucrează bobina. În tabelul I.3 se dau grosimile minime recomandate pentru ecrane din cupru şi aluminiu. Se observă că ecranele din aluminiu trebuie să fie mai groase din

Tabelul I.3

Frecvenţa (MHz)	*Grosime ecran cupru (mm)*	*Grosime ecran aluminiu (mm)*
0,1	0,98	1,3
1,0	0,31	0,4
10,0	0,1	0,13
100,0	0,03	0,04

cauza adîncimii de pătrundere mai mari. Adîncimea de pătrundere se definește ca adîncimea la care un semnal cu anumită frecvență scade la cca 37% din valoarea inițială.

Ecranarea este absolut necesară la bobinele cu diametru mare (peste 15...20 mm). Bobinele cu diametru redus pot lucra fără ecrane dacă sînt plasate la distanță față de celelalte componente. De asemenea, nu necesită ecrane bobinele realizate pe miezuri toroidale din ferită. Inductanța bobinelor realizate pe miezuri toroidale sau miezuri tip oală este direct proporțională cu pătratul numărului de spire:

$$L = A_L n^2.$$

Constanta de proporționalitate (A_L) se determină ușor măsurînd o bobină cu un număr de spire cunoscut.

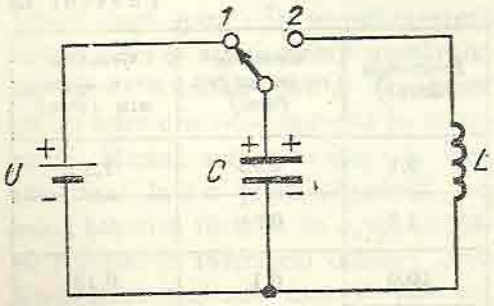
I.3.5. Bobine de audiofrecvență

Se utilizează pentru filtru de joasă frecvență (filtre de rețea, drosele de alimentare etc.). Au inductanțe ce pot ajunge la zeci de henry. Se realizează în general pe miezuri magnetice închise, în formă de tole sau oale. Tolele se realizează din materiale cu permeabilitate magnetică cît mai ridicată (oțel cu siliciu, permalloy, ferite etc.).

O particularitate a acestor bobine o constituie dependența inductanței față de nivelul tensiunii alternative și continue aplicate, precum și față de frecvență. Bobinajele se execută pe carcase avînd forma miezului, folosind conductor de cupru emailat cu diametru corespunzător curentului care le străbate. În cazul cînd sînt străbătute și de o componentă de c.c. se întrerupe circuitul magnetic printr-un întrefier, care îmbunătățește comportarea miezului, dar reduce permeabilitatea.

I.4. CIRCUITE OSCILANTE

În fig. I.27 este prezentat un circuit în care comutatorul poate conecta capacitorul C în paralel cu sursa de tensiune U sau cu inductanța L.

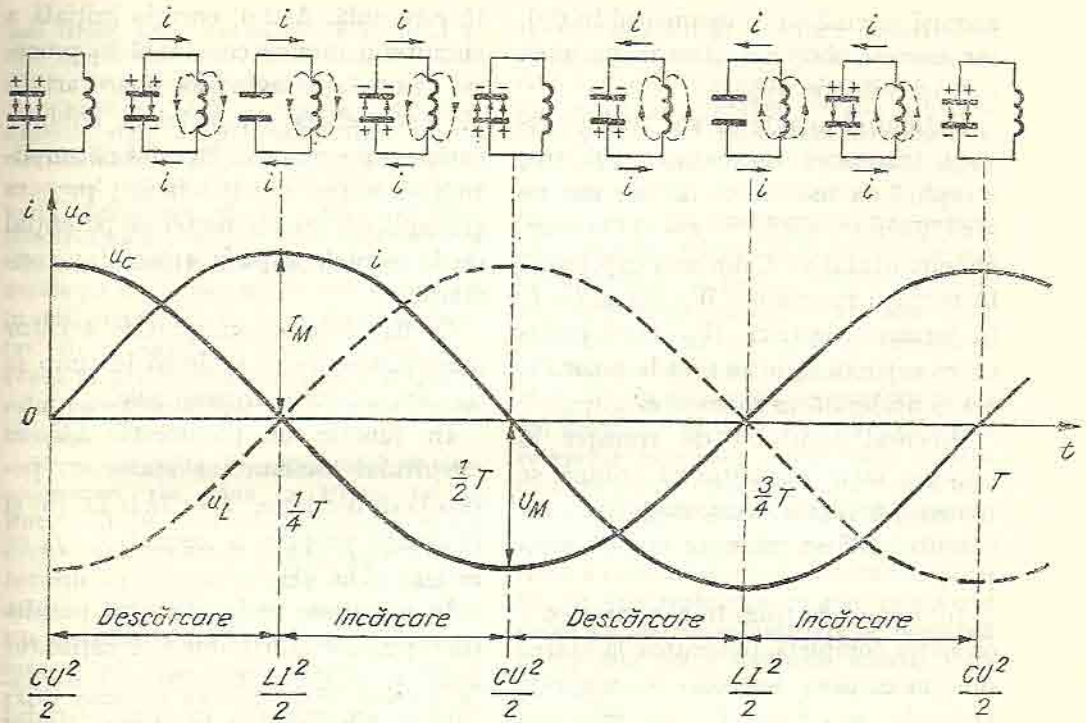


I.27. Circuit oscilant cu sursă de alimentare.

Contactul în poziția 1 permite capacitorului să se încarce la o diferență de potențial U. În această situație, între armăturile capacitorului apare un cîmp electric caracterizat prin energia W_E, exprimată în termeni electrici:

$$W_E = \frac{CU^2}{2} \text{ [J]}.$$

La $t = 0$, trecînd contactul în poziția 2, capacitorul se conectează în paralel cu bobina, formînd circuitul paralel LC. Capacitorul începe să se descarce prin bobină, iar în circuit apare un curent electric, al cărui sens este indicat în fig. I.28.



I.28. Desfăşurarea în timp şi graficul oscilaţiilor electromagnetice într-un circuit oscilant.

Datorită fenomenului de autoinducţie, curentul creşte încet şi descărcarea capacitorului este întîrziată. Prin procesul de descărcare a capacitorului, variaţia energiei capacitorului exprimată în termeni electrici este compensată prin variaţia energiei bobinei exprimată în termeni magnetici. Energia bobinei creşte datorită creşterii intensităţii curentului în circuit, determinînd creşterea cîmpului magnetic al bobinei.

La $t = T/4$, capacitorul este complet descărcat (diferenţa de potenţial dintre armăturile sale este nulă), iar curentul din circuit are valoarea maximă I. În acest caz, energia circuitului este exprimată numai în termeni magnetici, W_L:

$$W_L = \frac{LI^2}{2} \text{ [J]}.$$

Tensiunea pe capacitor fiind nulă, curentul ar trebui să înceteze, dar inductanţa bobinei determină apariţia unei t.e.m. de autoinducţie, care face ca în circuit curentul să continue în acelaşi sens, încărcînd capacitorul, dar cu o polaritate inversă decît cea avută în momentul iniţial, $t = 0$.

Încărcarea continuă pînă ce curentul se anulează (la $t = T/2$), moment în care energia bobinei a fost transferată capacitorului şi poate fi exprimată din nou în termeni electrici.

Întrucît circuitul se consideră fără pierderi, capacitorul va fi încărcat cu

aceeași sarcină ca în momentul inițial, iar energia cîmpului electric va avea aceeași valoare, W_E.

Rațonînd analog se vor regăsi aceleași fenomene prezentate mai sus, începînd cu momentul inițial, dar cu sens inversat. Astfel, la $t = 3T/4$ energia circuitului va fi din nou exprimată în termeni magnetici, W_L, iar la $t=T$, în termeni electrici, W_E, cînd încărcarea capacitorului se face la polaritatea considerată în momentul inițial.

Procesul continuu de transfer al energiei între capacitor și bobină se numește oscilație electromagnetică, iar circuitul LC se numește circuit oscilant.

Intervalul de timp în care are loc o oscilație completă (revenirea la starea din momentul inițial), se numește perioada oscilației (T), iar mărimea $1/T$ se numește frecvența oscilației (ν sau f).

Procesului de oscilație electromagnetică îi corespunde o frecvență unghiulară, $\omega = 2\pi f$, numită și pulsație, avînd ca unitate de măsură rad/s.

Întrucît oscilația din circuitul considerat se realizează pe seama descărcării capacitorului, fără altă intervenție din exterior, oscilația se numește *oscilație liberă*.

Circuitul a fost considerat ideal, adică fără pierderi, în care puterea consumată este nulă. Astfel, energia inițială a circuitului rămîne constantă în procesul de oscilație, avînd loc doar variații ale energiei capacitorului și bobinei, compensate reciproc. Rezultă că amplitudinea curentului în circuit, precum și amplitudinea diferenței de potențial de la bornele capacitorului sînt constante.

Oscilațiile electromagnetice a căror amplitudine nu se schimbă în timp se numesc *oscilații neamortizate*.

În funcție de parametrii LC ai circuitului oscilant, se stabilesc: perioada de oscilație, $T = 2\pi\sqrt{LC}$ [s] și frecvența proprie a oscilației, $f_0 = 1/2\pi\sqrt{LC}$ [Hz].

În circuitele reale, datorită pierderilor rezistive (în bobină și capacitor apare și o căldură ireversibilă), oscilațiile se amortizează în timp. Gradul de atenuare depinde de mărimea rezistenței active din circuit. Pentru menținerea oscilațiilor cu amplitudine constantă, în circuitele reale trebuie transferată din exterior o anumită energie care să compenseze pierderile. În acest caz, oscilațiile se numesc *oscilații forțate* sau *întreținute*. Compensarea energiei se face introducînd în circuit un generator de semnal. După modul în care se conectează generatorul, deosebim: *circuite oscilante serie* și *circuite oscilante derivație* sau *paralel*.

HERTZ, Heinrich (n. 22 febr. 1857, Hamburg — m. 1 ian. 1894, Bonn), fizician german. Studii liceale în orașul natal. Urmează apoi, pe rînd, temporar, cursurile Politehnicii din Frankfurt, ale Politehnicii din Dresda și, în final, ale Politehnicii din München. Atras de rezonanța numelor profesorilor de la Universitatea din München — Helmholtz, Kirchhoff ș.a. — părăsește cursurile politehnicii pentru a studia matematica și fizica la Universitate. Imediat după admitere participă la un concurs cu tema „Inerția electricității în mișcare", pe care îl cîștigă (4 aug. 1879) după ce muncise aproape un an sub conducerea lui Helmholtz. Un an

mai tîrziu, trece examenul de doctorat şi este numit asistentul lui Helmholtz. Una dintre temele de concurs lansate de Helmholtz în 1879, intitulată „Stabilirea experimentală a unei relaţii între forţele electrodinamice şi polarizarea dielectrică" avea să-l facă pe Hertz să-i dedice aproape toată activitatea şi să-l facă celebru. Descărcarea oscilantă a unui capacitor era deja bine studiată (Kirchhoff, Henry, Feddersen ş.a.)., dar toţi analizaseră fenomenul în sine, rupt într-un fel de mediul înconjurător. Hertz, cunoscînd teoria lui Maxwell, vedea în descărcarea oscilantă a capacitorului un exemplu tipic de „perturbare electromagnetică".

Sursa obişnuită de „perturbări electromagnetice" era, pînă la Hertz, bobina Ruhmkorff. Hertz a construit o sursă nouă: excitatorul, care era, în principiu, o bobină de inducţie cu secundarul legat la un eclator. Micile sfere ale acestuia erau legate, prin tije metalice, la două sfere mari, distanţate, îndeplinind rolul unui capacitor. Descărcările oscilante obţinute între sferele eclatorului l-au convins că a obţinut unde electromagnetice. Cum studiul teoretic al lui Maxwell indica şi propagarea lor în dielectrici, în conductoare, în vid, era necesar un dispozitiv pentru a le pune în evidenţă în mediul înconjurător, pentru a le determina proprietăţile. Pornind de la un dispozitiv realizat de W. von Betzold în 1870, Hertz a construit o altă piesă: rezonatorul. Extrem de simplu, rezonatorul consta dintr-o tijă metalică, cu mici sfere metalice la capete, îndoită ca un inel, pînă cînd sferele ajung foarte apropiate. Dacă în apropiere se află sursă de unde electromagnetice, între sferele rezonatorului apar mici scîntei indicînd prezenţa undelor. Celor două dispozitive, prezentate atît de simplu, savantul le dăruise 9 ani de activitate neîntreruptă. (Numai pentru rezonator a făcut nenumărate variante, cu lungimi diferite, cu forme poligonale sau curbate, închise sau deschise.) La 10 noiembrie 1887 prezenta Academiei de ştiinţe din Berlin soluţia temei de concurs din 1879. Era intitulată „Despre fenomene de inducţie provocate cu ajutorul unor procese electrice în izolanţi". În anii următori stabilea, pe baza altor experienţe, că undele electromagnetice au proprietăţi identice cu cele ale undelor luminoase, aducînd dovada clară a justeţei teoriei lui Maxwell. În alte studii teoretice dă forme noi ecuaţiilor de bază ale electrodinamicii corpurilor în repaus şi corpurilor în mişcare. În experienţele sale se pot regăsi, bine conturate, multe dintre ideile şi dispozitivele utilizate mai tîrziu în radiocomunicaţii: ideea circuitului oscilant, acordarea receptorului, prin rezonanţă, pe frecvenţa undei emise ş.a. Marea sa realizare o reprezintă însă producerea şi studierea undelor electromagnetice, adevărata cheie a radiocomunicaţiilor.

În cursul experienţelor sale din 1887 descoperea şi un efect nou, numit ulterior efect fotoelectric (explicat în 1905 de A. Einstein). Majoritatea experienţelor sale epocale au fost realizate la Karlsruhe, unde se stabilise începînd cu 1885 (după ce timp de doi ani predase fizica la Universitatea din Kiel).

Ultimii ani din viaţă i-a petrecut la Universitatea din Bonn, unde, în 1899, fusese numit şef al catedrei de fizică, succesor al lui Clausius. A fost membru corespondent al Academiei de ştiinţe din Berlin, al Academiilor din München, Göttingen, Viena, Roma, Torino, Bologna.

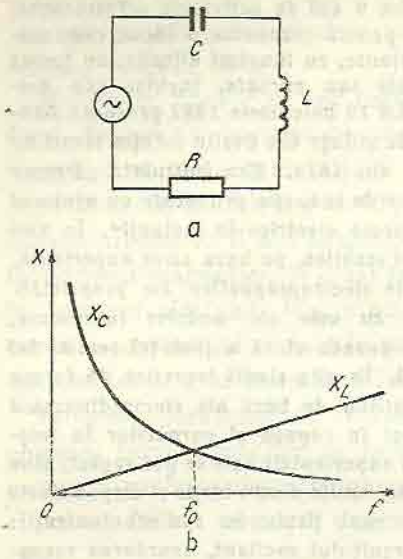
(Vasile Văcaru)

I.4.1. Circuitul oscilant serie

Se formează prin conectarea în serie a generatorului cu inductanţa (L), capacitatea (C) şi rezistenţa activă (R) (fig. I.29a).

Sub acţiunea tensiunii alternative, prin circuit circulă un curent (I) a cărui mărime depinde de tensiunea generatorului şi impedanţa circuitului (Z):

$$I = \frac{U}{Z}.$$



I.29. Circuitul oscilant serie (a) și variația reactanțelor X_L și X_C în raport cu frecvența (b).

Pentru c.a. bobina prezintă o reactanță inductivă $X_L = \omega L$, iar capacitorul, o reactanță capacitivă: $X_C = 1/\omega C$.

Modulul impedanței circuitului este:

$$Z = \sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}.$$

Variația reactanței inductive și capacitive în raport cu frecvența este prezentată în fig. I.29 b. La creșterea frecvenței, reactanța inductivă crește, iar cea capacitivă scade. Există o frecvență la care cele două reactanțe sînt egale în modul:

$$|\omega L| = \left|\frac{1}{\omega C}\right|.$$

În acest moment impedanța circuitului este minimă și are valoarea: $Z = R$, iar curentul atinge valoarea maximă: $I_0 = U/R$.

Regimul ce apare în circuitul oscilant serie, atunci cînd $X_L = X_C$ se numește *rezonanță de tensiune*, iar frecvența corespunzătoare, *frecvență de rezonanță*.

Raportul dintre mărimea reactanțelor la rezonanță și rezistența activă din circuit se numește *factor de calitate* (Q).

Mărimea egală cu:

$\sqrt{L/C}$ se numește *impedanță caracteristică* (ρ).

Tensiunea alternativă pe capacitoare este defazată înaintea curentului cu 90°. La rezonanță, deoarece $X_L = X_C$, tensiunea bobinei și cea a capacitorului sînt egale, dar defazate cu 180°:

$$U_L = \frac{U}{R}\omega_0 L = UQ \text{ și}$$

$$U_C = \frac{U}{R}\cdot\frac{1}{\omega_0 C} = UQ.$$

Deci, la rezonanță, tensiunea pe bobină sau pe capacitor este de Q ori mai mare decît tensiunea generatorului, explicînd și denumirea de rezonanță de tensiune. Ținînd cont de valorile uzuale ale factorului de calitate, rezultă că la rezonanță tensiunea pe bobină și pe capacitor va fi de zeci și sute de ori mai mare decît tensiunea generatorului.

Variația impedanței cu frecvența determină modificarea curentului prin circuit. Fig. I.30a prezintă graficul dependenței de frecvență a reactanțelor X_L și X_C, al impedanței și curentului din circuit.

Reprezentarea grafică a variației curentului în jurul frecvenței de rezonanță se numește *curbă* (caracteristică) *de rezonanță*. Forma curbei de rezo-

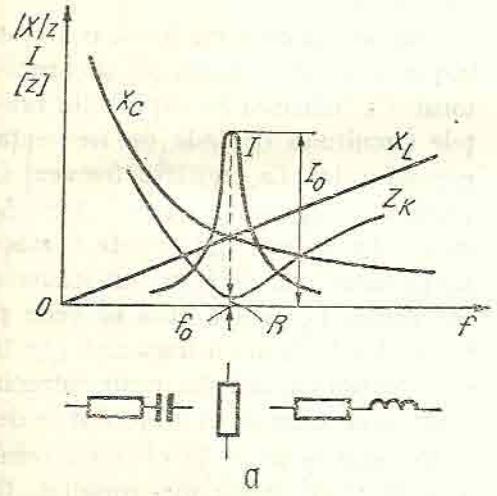
nanță este determinată de Q-ul circuitului și de impedanța caracteristică.

În fig. I.30b sînt reprezentate două curbe de rezonanță, ale unor circuite avînd factori de calitate diferiți, iar în fig. I.30c curbele de rezonanță pentru două circuite avînd același Q, dar impedanțe caracteristice diferite.

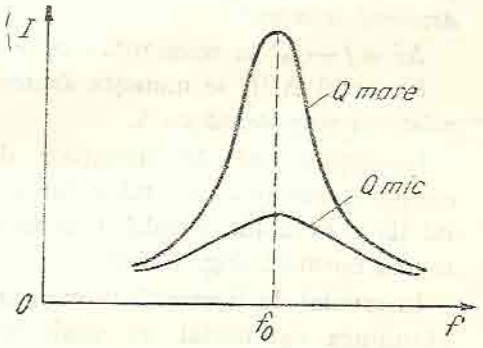
Curbe de rezonanță mai ascuțite prezintă circuitele care au factori de calitate și impedanțe caracteristice mai mari. Între impedanța caracteristică (ρ) și Q există relația:

$$Q = \rho/R.$$

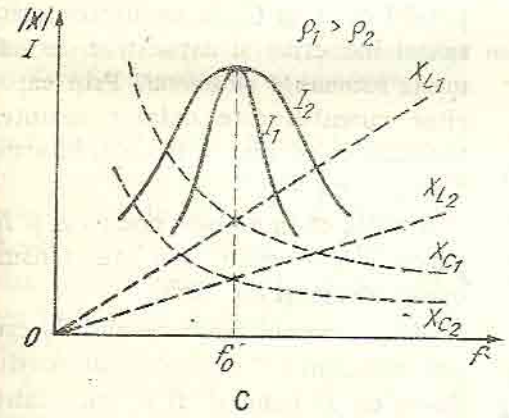
Dacă se reprezintă grafic variația tensiunii pe capacitor în jurul frecven-



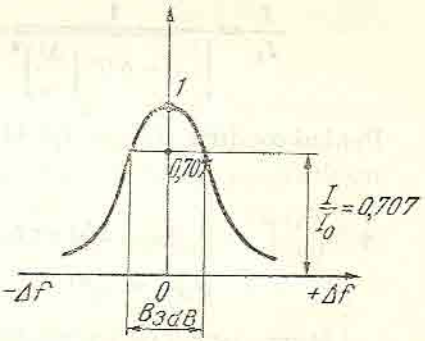
a



b



c



d

I.30. Circuitul oscilant serie.
a. Graficul dependenței de frecvență a reactanței, a impedanței și a curentului din circuit.
b. Graficul curbelor de rezonanță a două circuite cu factori de calitate diferiți.
c. Graficul curbelor de rezonanță pentru două circuite avînd același factor de calitate, dar impedanțe caracteristice diferite.
d. Caracteristica normată.

ței de rezonanță, se obține o curbă de rezonanță pentru tensiune, aproximativ identică cu curba de rezonanță a curentului.

Cînd frecvența generatorului este diferită de frecvența de rezonanță, circuitul se numește dezacordat. Diferența dintre frecvența generatorului și frecvența de rezonanță se numește *dezacord absolut:*

$\Delta f = f - f_0$; la rezonanță: $\Delta f = 0$.

Raportul $\Delta f/f_0$ se numește *dezacord relativ* și se notează cu β.

Împărțind valorile curenților din circuit la valoarea maximă a curentului (la rezonanță), rezultă o caracteristică normată (fig. I.30d).

Intervalul de frecvență în care amplitudinea curentului nu scade mai mult de 1,41 ori în comparație cu valoarea maximă, se numește *bandă de trecere* la 3 dB. Se poate arăta că ecuația curbei de rezonanță a curentului are expresia:

$$\frac{I}{I_0} = \frac{1}{\sqrt{1 + 4Q^2\left(\frac{\Delta f}{f_0}\right)^2}}.$$

Punînd condiția: $I/I_0 = 1/1{,}41 = 0{,}707$, rezultă:

$$4Q^2\left(\frac{\Delta f}{f_0}\right)^2 = 1 \text{ sau } 2\Delta f = f_0/Q \text{ deci}$$

$$B_{3dB} = f_0/Q.$$

Lățimea benzii de trecere este direct proporțională cu frecvența și invers proporțională cu factorul de calitate.

Circuitul oscilant serie se folosește pentru selectarea unor anumite frecvențe, adică a frecvențelor apropiate de frecvența de rezonanță. Generatorul de semnal nu se poate introduce direct într-un circuit serie întrucît din cauza rezistenței interne va scădea factorul de calitate.

I.4.2. Circuitul oscilant derivație

Un circuit oscilant derivație în care, pentru început, se neglijează rezistențele de pierderi, este prezentat în fig. I.31 a.

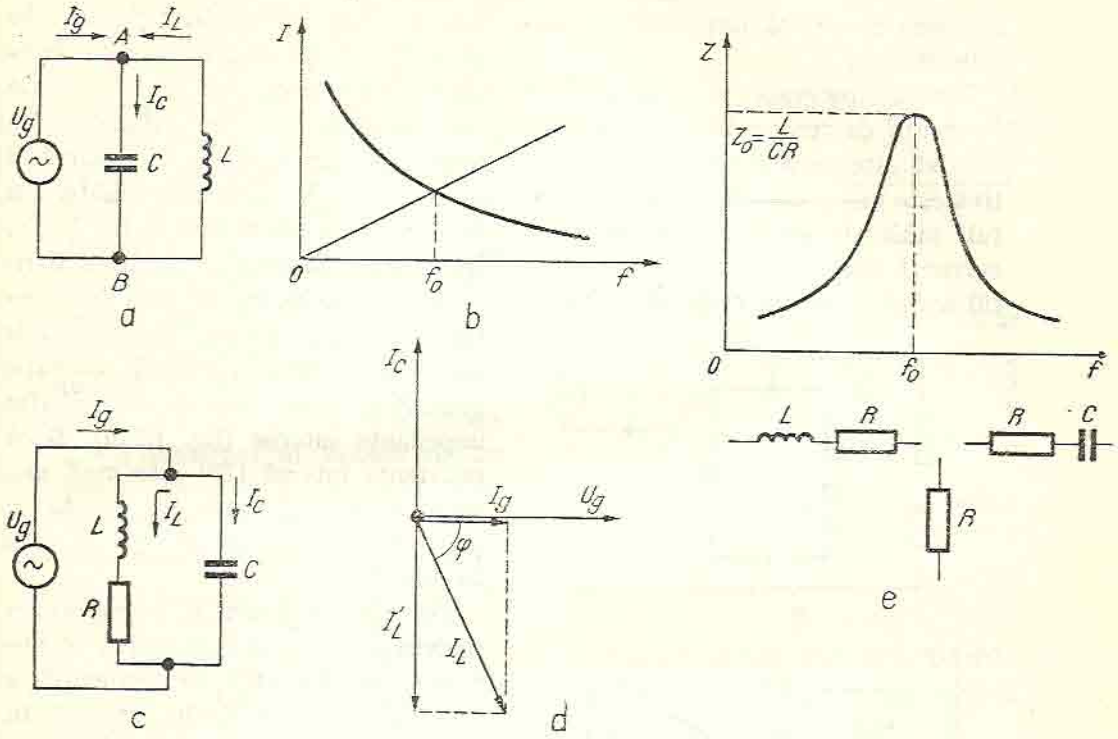
Generatorul de semnal este conectat în paralel cu inductanța (L) și capacitorul (C). Mărimea curenților din brațele circuitului depinde de frecvența generatorului. La creșterea frecvenței, reactanța capacitivă scade, deci I_C crește. În același timp crește și reactanța inductivă, determinînd scăderea curentului I_L. După cum se vede și în fig. I.31b, există o frecvență (f_0) la care cei doi curenți sînt egali, întrucît reactanțele celor două brațe sînt egale.

Regimul ce apare în circuitul compus dintr-un generator conectat în paralel cu L și C, la egalitatea reactanței inductive și capacitive, se numește *rezonanță de curent*. Prin capacitor curentul este defazat înaintea tensiunii cu 90°, iar în bobină, în urma tensiunii cu 90°.

Rezultă că în ambele noduri A și B, curenții sînt egali, dar au sensuri opuse (defazați cu 180°).

Deci, curentul generatorului I_g este nul, circuitul LC derivație comportîndu-se ca și cum ar fi o impedanță infinită.

În realitate, circuitele au pierderi. Pierderile se consideră concentrate în brațul inductiv (deoarece pierderile în bobină sînt mult mai mari decît pierderile în capacitor). Circuitele reale



I.31. Circuitul oscilant derivaţie.
a. Schema circuitului oscilant derivaţie.
b. Graficul curenţilor.
c. Circuit oscilant derivaţie real.
d. Diagrama vectorială a componentelor reactive.
e. Variaţia impedanţei cu frecvenţe.

au forma indicată în fig. I.31c, curentul prin braţul inductiv fiind defazat cu mai puţin de 90° faţă de tensiune. Acest curent se prezintă ca suma vectorială a două componente: componenta reactivă I'_L şi componenta activă I_g (fig. I.31d).

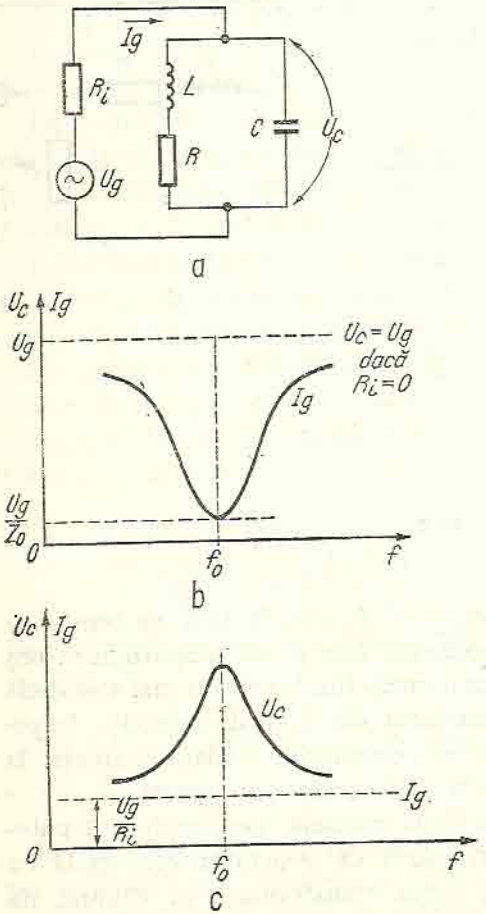
Astfel, condiţia $X_L = X_C$ nu mai reprezintă rezonanţa. La circuitele derivaţie reale, aceasta se obţine modificînd puţin frecvenţa generatorului sau elementele circuitului. De ex. dacă capacitorul (C) este micşorat puţin, reactanţa sa creşte şi I_C scade, astfel încît valoarea sa este egală cu I'_L, iar curentul I_g este în fază cu tensiunea generatorului şi are amplitudinea cea mai mică, fiind de Q ori mai mic decît curentul din braţul inductiv. Impedanţa circuitului oscilant derivaţie la rezonanţă este pur activă şi are o valoare maximă. Considerînd că puterea dată de generator este egală cu puterea transformată în căldură de rezistenţa R, rezultă că impedanţa la rezonanţă a circuitului derivaţie este:

$$Z_0 = L/CR.$$

Deci, cu cît este mai mare rezistenţa de pierderi, cu atît este mai mare curentul absorbit de la generator, şi cu

atît este mai mică impedanța circuitului derivație.

Pentru frecvențe mai mici decît frecvența de rezonanță, reactanța inductivă este mică și reactanța capacitivă este mare, deci curentul prin brațul inductiv este mai mare decît curentul prin brațul capacitiv, circuitul avînd astfel un caracter inductiv.



I. 32. Caracteristica de rezonanță a curentului și tensiunii.
a. Circuit oscilant derivație cu tranzistor ca generator de semnal.
b. Caracteristica de rezonanță a curentului.
c. Caracteristica de rezonanță a tensiunii.

Situația este inversă în cazul în care avem frecvențe mai mari decît frecvența de rezonanță, circuitul derivație prezentînd un caracter capacitiv. La rezonanță impedanța este maximă și pur activă. Variația impedanței cu frecvența este prezentată în fig. I.31 e. În montaje electronice circuitele derivație se introduc în circuitul de colector al tranzistoarelor. Tranzistoarele constituie pentru circuitul derivație generatoare de semnal, cu diferite impedanțe interne (fig. I.32a). Dacă rezistența internă (Ri) este mult mai mică decît impedanța la rezonanță (Z_0), căderea de tensiune pe R_i este neglijabilă.

Variația curentului I_g în raport cu frecvența, în jurul rezonanței, se numește caracteristică de rezonanță a curentului și are forma arătată în fig. I.32 b.

Tensiunea pe circuit este egală cu tensiunea generatorului. Dacă rezistența internă este mult mai mare decît impedanța la rezonanță a circuitului, curentul I_g este: $I_g = \frac{Ug}{R_i + Z_0} \simeq \frac{Ug}{R_i}$, avînd deci o valoare constantă independentă de frecvență.

Tensiunea capacitorului, deși constituie o parte foarte mică din tensiunea generatorului, se va modifica rapid și ea (fig. I.32 c) în funcție de frecvență.

Deci, forma curbei de rezonanță a circuitului derivație depinde de raportul dintre R_i și Z_0, iar curba de rezonanță a curentului este diferită de curba de rezonanță a tensiunii.

Banda de trecere a circuitului, măsurată pe caracteristica de rezonanță

a curentului, are cea mai mică valoare cînd $R_i = 0$ și este egală cu f_0/Q, adică cu banda de trecere a circuitului oscilant serie cu aceleași elemente. Banda de trecere a caracteristicii de rezonanță măsurată în curent este: $1{,}41\, f_0/Q$, cînd $R_i = Z_0$.

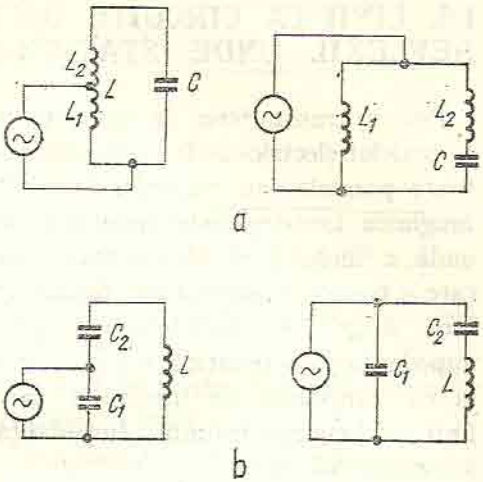
Dacă $R_i = \infty$, banda de trecere a caracteristicii de tensiune este: f_0/Q și devine: $2f_0/Q$, dacă $R_i = Z_0$.

Condiția ca impedanța circuitului la rezonanță să fie egală cu impedanța internă a generatorului este necesară pentru a se asigura un transfer maxim de putere. În general, rezistența internă a generatorului nu poate fi modificată și adaptarea se face prin modificarea mărimii impedanței la rezonanță. Aceasta se realizează conectînd generatorul pe o priză inductivă (fig. I.33 a) sau capacitivă (fig. I.33 b).

Aceste conectări nu modifică frecvența de rezonanță și nici natura impedanței, ci numai mărimea ei. În paralel cu generatorul se găsește acum L_1 și circuitul serie L_2C. La rezonanță, reactanța bobinei L_1 este mai mică decît reactanța bobinei L, iar impedanța va avea valoarea:

$$Z_0 = \frac{L_1^2}{LCR}.$$

În practică, apare deseori necesitatea lărgirii benzii de trecere. Aceasta

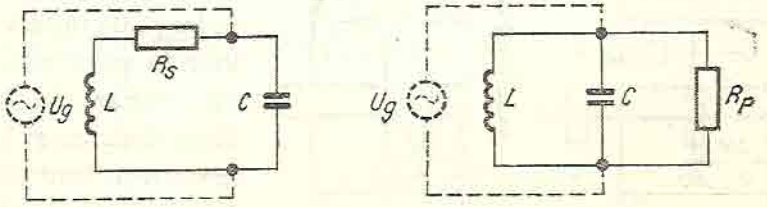


I.33. Adaptarea generatoarelor la circuite oscilante derivație.
a. pe priză inductivă.
b. pe priză capacitivă.

se realizează introducînd un rezistor în serie cu bobina sau în paralel cu întregul circuit (fig. I.34).

Factorul de calitate al circuitului scade și banda de trecere se mărește. De exemplu, prin introducerea în serie cu bobina a unui rezistor $R_S = R$, banda de trecere se dublează. Același lucru se obține prin conectarea în paralel a unei rezistențe R_p avînd valoarea:

$$R_p = \frac{\rho^2}{R_S}.$$



I.34. Lărgirea benzii de trecere a unui circuit oscilant derivație prin conectarea unui rezistor (serie sau paralel).

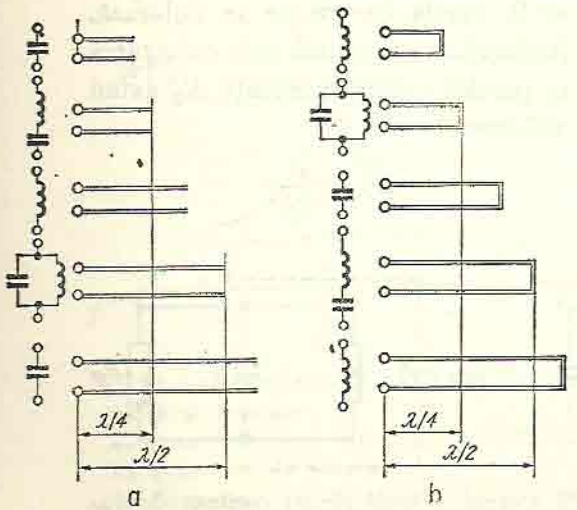
I.5. LINII CA CIRCUITE OSCILANTE. REFLEXII. UNDE STAȚIONARE

Pentru transmiterea la distanță a semnalelor electrice se folosesc conductoare paralele sau coaxiale. Întrucît lungimea lor depășește lungimea de undă a undelor electromagnetice pe care le transmit, acestea sînt denumite *linii lungi*. Se caracterizează prin impedanța caracteristică, numeric egală cu impedanța de intrare a unei linii cu lungime infinită. Impedanța caracteristică este:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L_1}{C_1}},$$

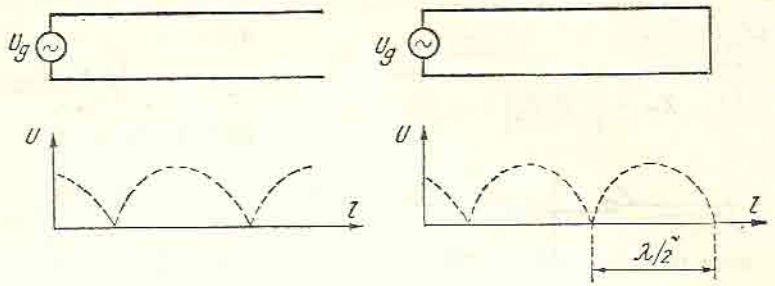
în care L_1 și C_1 sînt inductanța și respectiv capacitatea unității de lungime.

O tensiune sau un curent aplicat pe linie se va propaga cu o viteză finită spre capăt. Dacă linia este terminată pe o sarcină egală cu impedanța caracteristică, pe linie se stabilește un regim de unde progresive și nu vor exista reflexii. Dacă impedanța de sarcină este diferită de impedanța caracteristică, pe linie se stabilește un regim de unde staționare. Undele staționare rezultă în urma suprapunerii undelor directe cu undele reflectate. Pe linie vor apare minime și maxime de tensiune sau de curent. Dacă liniile sînt în gol sau în scurtcircuit, unda reflectată este egală cu unda directă și maximele de tensiune sînt duble față de tensiunea directă. Minimele sau maximele tensiunii și curentului sînt defazate cu 90°. Se pot compara maximele și minimele de tensiune cu rezonanțele derivație și serie. Apare posibilitatea utilizării liniilor ca circuite rezonante cu Q-uri foarte mari. Aceasta interesează cu atît mai mult cu cît la frecvențe mari nu se mai pot face circuite rezonante cu componente clasice, concentrate.



I.35. Linii deschise (a) și în scurtcircuit (b).

Mărirea frecvenței de rezonanță prin micșorarea capacității este limitată de capacitățile parazite. Micșorarea inductanței mărește frecvența, dar circuitele rezultate au Q mic. Utilizarea segmentelor de linie cu capătul în scurt sau în gol, ca circuite rezonante, apare și mai evidentă dacă se notează impedanța lor de intrare. Astfel, impedanța de intrare a unui segment de linie în scurt este o reactanță pură, care variază în funcție de raportul dintre lungime și λ, ca tangenta trigonometrică. Pentru $l = \lambda/4$, impedanța este infinită, în jurul acestei valori variația ei este asemănătoare cu varia-



I.36. Distribuţia tensiunii pe liniile deschise şi pe liniile în scurtcircuit.

ţia unui circuit oscilant derivaţie. Pentru $l = \lambda/2$ rezultă o rezonanţă tip serie. Caracterul impedanţelor de intrare ale liniilor în gol şi scurt pentru diferite lungimi se prezintă în fig. I.35. Cel mai mult sînt folosite liniile cu capătul în scurt.

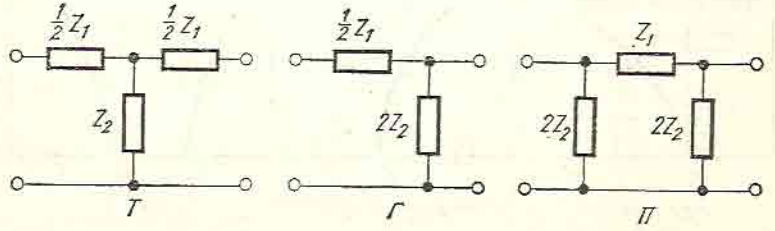
Conectînd la intrare un capacitor variabil, se poate regla frecvenţa de rezonanţă a segmentului de linie.

I.6. FILTRE ELECTRICE

Filtrele electrice sînt cuadripoli ce prezintă proprietatea de selectivitate. Filtrele electrice permit trecerea, aproape fără atenuare, a semnalelor cuprinse într-o anumită bandă de frecvenţă (interval denumit bandă de trecere) şi opresc trecerea, adică atenuează semnalele cu alte frecvenţe. Intervalul frecvenţelor atenuate se numeşte *bandă de atenuare, bandă de oprire* sau *de blocare*. Filtrele electrice se compun din elemente pasive montate în configuraţii avînd formă de: T, Γ şi Π (fig. I.37).

Se numeşte impedanţă caracteristică (Z_0) a unui filtru, media geometrică a impedanţelor de intrare, măsurate cu ieşirea în scurtcircuit şi în gol.

Un filtru este adaptat la ieşire şi intrare, dacă impedanţa de sarcină şi impedanţa internă a generatorului sînt egale cu impedanţa caracteristică. Pentru configuraţiile (celulele) T, Γ şi Π, prezentate mai sus, impedanţele



I.37. Filtre electrice de tip T, Γ şi Π.

caracteristice depind de frecvență și au expresiile:

$$Z_T = \sqrt{Z_1 Z_2 \left(1 + \frac{Z_1}{4Z_2}\right)},$$

$$Z_\Pi = \sqrt{\frac{Z_1 Z_2}{1 + \frac{Z_1}{4Z_2}}}.$$

Funcție de bandă transmisă, filtrele se împart în patru categorii:

1. *Filtre trece jos* (FTJ). Au banda de trecere cuprinsă între frecvența zero și frecvența de tăiere f_c. Frecvențele mai mari decît f_c sînt atenuate, deci intervalul (f_c, ∞) reprezintă banda de atenuare.

2. *Filtre trece sus (FTS).* Au banda de trecere cuprinsă între frecvența de tăiere f_c și infinit.

3. *Filtre trece bandă (FTB).* Au banda de trecere cuprinsă între două frecvențe de tăiere (f_{c1} și f_{c2}).

4. *Filtre oprește bandă (FOB).* Lasă să treacă toate semnalele, cu excepția celor cu frecvențe cuprinse în intervalul (f_{c1}, f_{c2}), interval ce constituie banda de atenuare.

Graficul dependenței atenuării filtrelor de frecvență se numește caracteristică de atenuare și se notează cu $a(f)$.

$a(f) = \frac{U_{intrare}}{U_{ieșire}}$ sau în decibeli (v. *Ce este decibelul?*):

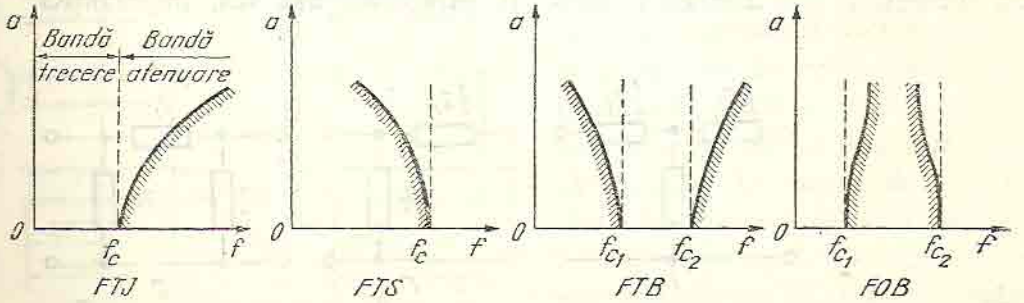
$$a(f) = 20 \log \frac{U_{in}}{U_{ieș}} \text{ [dB]}.$$

Fig. I.38 prezintă caracteristicile de atenuare ale filtrelor enumerate mai sus.

În practică se folosește și caracteristica inversă celei de atenuare, denumită caracteristică de trecere.

Proprietățile de selectivitate a filtrelor se explică prin aceea că, în banda de atenuare, impedanța caracteristică este pur reactivă și, în consecință, dacă sarcina este egală cu impedanța caracteristică a filtrului, generatorul va lucra pe o impedanță pur reactivă, deci nu va transmite putere în sarcină. În cazurile practice, cînd sarcina este rezistivă, apare o anumită dezadaptare și un semnal atenuat poate ajunge totuși la ieșire.

În banda de trecere, impedanța caracteristică este pur rezistivă și, în consecință, dacă filtrul este adaptat la ieșire, generatorul va lucra pe o rezistență pură și toată puterea se va



I.38. Caracteristicele de atenuare ale filtrelor FTJ, FTS, FTB și FOB.

transmite în sarcină. În realitate, elementele filtrului nu sînt reactanțe pure și va exista o mică pierdere de semnal, chiar în banda de trecere.

Filtrele electrice se pot clasifica și după natura elementelor folosite (LC; RC; piezoelectrice; electromecanice etc.) și după modul de conectare al elementelor (simetrice, nesimetrice, în punte, în scară etc.) sau după răspunsul în frecvență (Cebîșev, Butterworth, Bessel etc.).

I.6.1. Filtre tip K

Sînt filtre formate din celule T și Π, la care produsul:

$$Z_1 Z_2 = \text{constant} = k.$$

Acestea pot fi FTJ și FTS (Z_1 și Z_2 sînt formate din cîte un singur capacitor sau inductanță) sau FTB și FOB (Z_1 și Z_2 sînt formate din circuite LC serie și derivație).

La aceste filtre atenuarea maximă se obține la frecvența zero sau infinit. Caracteristicile prezentate în fig. I.38 corespund acestor filtre.

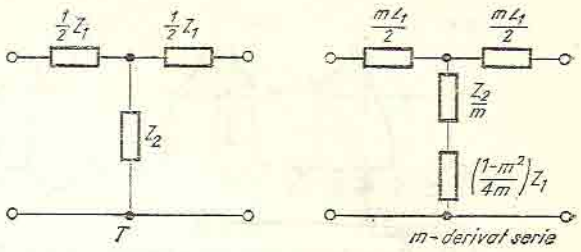
Cînd sînt necesare caracteristici de atenuare cu fronturi mai abrupte, adică atenuarea puternică a unor frecvențe apropiate de banda de trecere, se folosesc filtrele derivate în m.

I.6.2. Filtre m-derivat

Există două tipuri de filtre m-derivat, și anume: m-derivat serie și m-derivat paralel (șunt).

Dacă impedanțele din brațul serie al celulei T (fig. I.39) sînt multiplicate cu un factor m, se poate obține o nouă celulă T cu aceeași impedanță caracteristică dacă Z_2, din brațul paralel, se înlocuiește cu o impedanță egală cu:

$$\frac{Z_2}{m} + \frac{Z_1(1-m^2)}{4m},$$

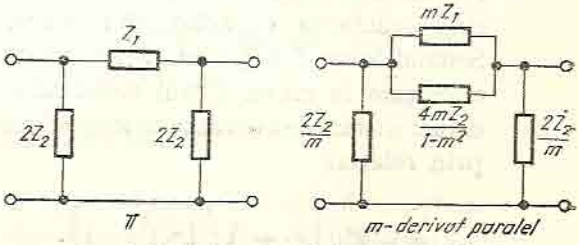


I.39. Filtru m-derivat serie.

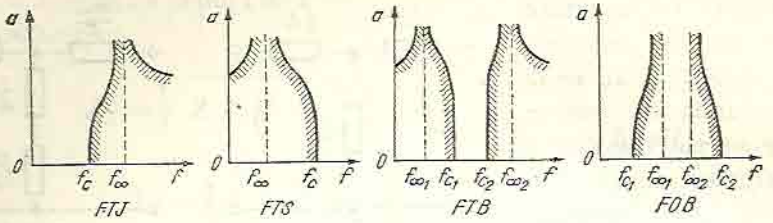
unde m este un număr real cuprins între zero și unu. Se obține astfel un filtru m-derivat serie, care se va adapta cu orice alt filtru m-derivat serie sau k-constant, avînd structură de celulă T.

Dacă impedanțele $2Z_2$ din brațele paralele ale celulei Π, din filtru k-constant se multiplică cu un factor egal cu $1/m$ se poate obține o nouă celulă Π (fig. I.40), avînd aceeași impedanță caracteristică, dacă impedanța Z_1 din brațul serie se va înlocui cu două impedanțe: mZ_1 și $4mZ_2/(1-m^2)$, conectate în paralel. Rezultă astfel un filtru m-derivat paralel, care se va adapta cu orice alt filtru m-derivat paralel sau k-constant, avînd structură de celulă Π.

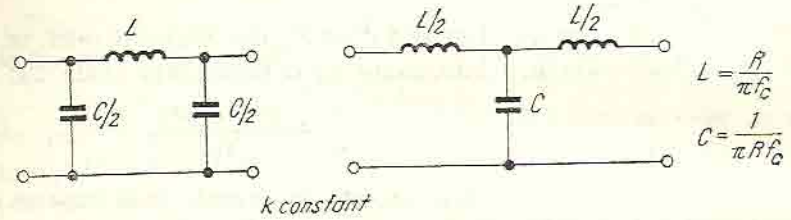
Filtrele m-derivat se caracterizează prin aceea că introduc atenuări infinite



I.40. Filtru m-derivat paralel.



I.41. Caracteristicele de atenuare ale filtrelor m-derivat.



I.42. Filtre trece jos, tip K, cu celule T și Π.

la anumite frecvențe, ce se notează cu f_∞. Acestea se pot alege în apropierea frecvențelor de tăiere, rezultînd astfel caracteristici de atenuare cu fronturi abrupte, necesare în multe aplicații. Caracteristicile de atenuare pentru filtrele m-derivat se prezintă schematic în fig. I.41.

În practică, datorită pierderilor din elementele LC ale filtrelor, la frecvențele f_∞, atenuările au valori mari, dar finite.

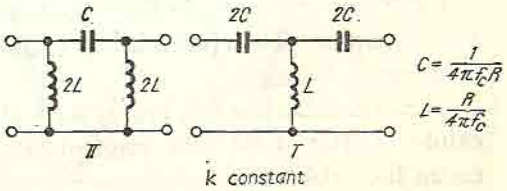
În fig. I.42 se prezintă filtrele *trece jos (FTJ)* tip K cu celule T și Π. Funcționarea lor se bazează pe faptul că la frecvențe mai mari decît f_c, reactanța bobinelor crește mult, pe cînd reactanța capacitoarelor scade. Semnalele cu $f > f_c$ sînt astfel scurtcircuitate la masă, filtrul realizînd o caracteristică de atenuare ce se exprimă prin relația:

$$a = 2\ln\left(\frac{f}{f_c} + \sqrt{\left(\frac{f}{f_c}\right)^2 - 1}\right).$$

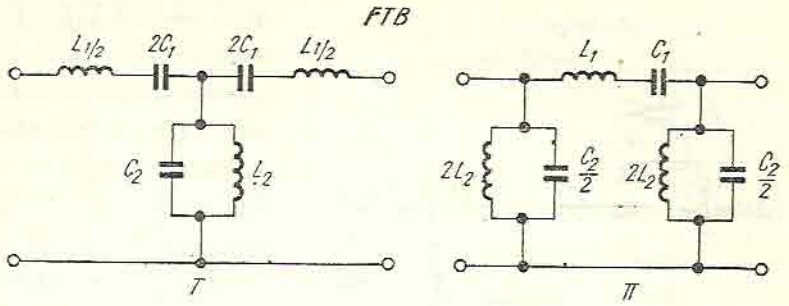
Dacă atenuarea rezultată din calcul pentru o celulă de atenuare este mai mică decît atenuarea necesară într-un caz concret (de ex. a_1), se vor conecta mai multe celule în serie. Numărul de celule necesar (n) trebuie să îndeplinească condiția:

$$n \geqslant \frac{a_1}{a}.$$

În fig. I.43 sînt prezentate filtrele *trece sus* (FTS) de tip K. Valorile elementelor sînt astfel alese încît pentru frecvențe mai mari de f_c, reactanța capacitorului să fie mică, iar a bobinelor mare, permițînd semnalelor să treacă cu o atenuare minimă. În banda de atenuare, aceste filtre tip K intro-



I.43. Filtre trece sus, tip K.



I.44. Filtre trece bandă, tip K.

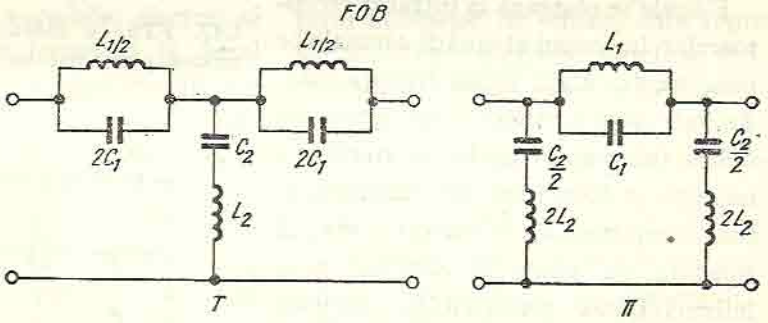
duc o atenuare ce se poate exprima cu relația:

$$a = 2\ln\left(\frac{f_c}{f} + \sqrt{\left(\frac{f_c}{f}\right)^2 - 1}\right).$$

Ca și în cazul FTJ, dacă atenuarea calculată pentru o celulă este insuficientă, se conectează mai multe celule în serie sau se folosesc FTS de tip *m*-derivat.

Fig. I.44 prezintă filtrele *trece bandă* de tip K. Aceste filtre au două frecvențe de tăiere f_{c1} și f_{c2}, iar funcționarea lor se bazează pe faptul că la frecvențe mai mici de f_{c1} sau mai mari de f_{c2}, circuitele serie L_1C_1 prezintă impedanțe mari, iar circuitele derivație L_2C_2, impedanțe mici. Semnalele sînt astfel împiedicate să ajungă la ieșire. Pentru frecvențe cuprinse între f_{c1} și f_{c2}, circuitele serie și derivație sînt la rezonanță, permițînd trecerea semnalelor fără atenuare spre ieșire.

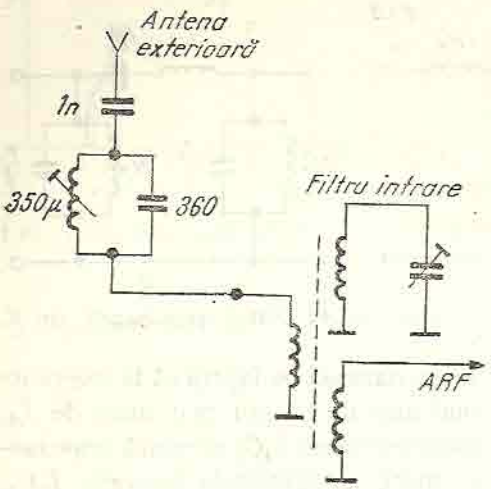
Filtrele oprește bandă (FOB), caracterizate de asemenea prin două frecvențe de tăiere, de tip K, cu structură *T* și Π, sînt prezentate în fig. I.45.



I.45. Filtre oprește bandă, tip K.

I.7. FILTRE ÎMPOTRIVA PERTURBAȚIILOR

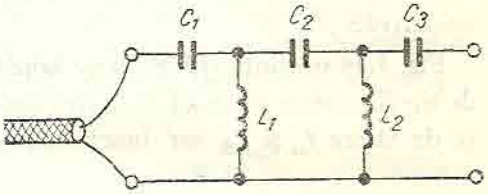
Asupra unui radioreceptor perturbațiile exterioare pot acționa pe mai multe căi: direct asupra circuitelor, prin borna de antenă, odată cu semnalele utile, și prin rețeaua de alimentare. Înlăturarea semnalelor ce pătrund di-



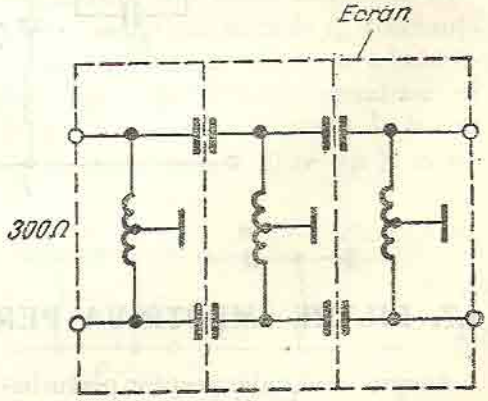
I.46. Circuit LC pentru atenuarea semnalelor egale cu FI.

rect se face prin ecranarea etajelor ce lucrează la semnale mici (de ex. amplificatoarele de RF). Împotriva celorlalte tipuri de perturbații se folosesc filtre. Acestea pot fi de tip K sau *m*-derivat (în aparatura profesională), sau circuite simple: oscilante sau cuplate.

Filtrele se plasează la intrarea receptoarelor, în scopul atenuării semnalelor parazite din afara benzii recepționate. Trebuie atenuate îndeosebi semnalele avînd frecvențele egale cu frecvența imagine și frecvența intermediară a radioreceptorului, deoarece efectul acestora nu poate fi eliminat prin îmbunătățirea selectivității etajelor amplificatoare de frecvență intermediară. Fig. I.46 arată un exemplu de utilizare a unui circuit simplu *LC* pentru atenuarea semnalelor avînd frecvență egală cu frecvența intermediară. El este plasat după borna de antenă exterioară și este acordat, în exemplul dat, pe 465 kHz. Prezentînd o impedanță mare la rezonanță, semnalele avînd frecvențe în jurul valorii de 465 kHz nu pot trece spre etajul de intrare și mixare. Pentru protecția emisiunilor de UUS împotriva unor semnale perturbatoare puternice din gama de US, care odată ajunse la amplificatorul de RF și etajul de mixare pot da naștere la fenomene de intermodulație, se pot utiliza și FTS, un exemplu fiind cel prezentat în fig. I.47, cînd o antenă exterioară folosește un cablu coaxial sau FTS simetric, prezentat în fig. I.48, cînd legătura cu antena se face cu linie bifilară cu impedanța caracteristică de 300 ohmi.



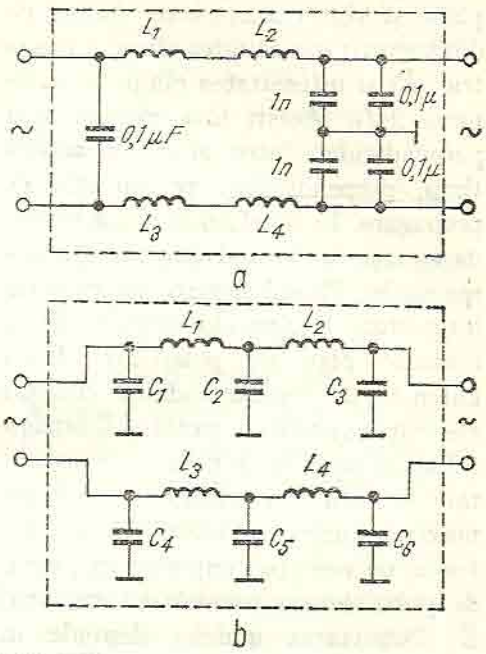
I.47. FTS cu cablu coaxial pentru atenuarea perturbațiilor pe UUS.



I.48. FTS simetric pentru atenuarea perturbațiilor pe UUS.

Semnale perturbatoare create de staţiile de emisie radio şi TV, instalaţiile industriale, mijloacele de transport precum şi maşinile electrocasnice pot pătrunde în radioreceptoare, suprapuse peste tensiunea alternativă din reţea. Protecţia împotriva acestor perturbaţii se face prin micşorarea capacităţilor parazite dintre cablul de alimentare şi primarul transformatorului de reţea şi restul montajului sau prin conectarea în serie cu reţeaua a unor filtre trece jos de tipul celor arătate în fig. I.49a şi b. Bobinele se realizează cu conductoare de cupru cu diametrul proporţional cu intensitatea curentului consumat de la reţea.

Filtrele sînt închise în ecrane din tablă de fier, singurele eficiente la această frecvenţă (50 Hz).



I.49. FTJ pentru atenuarea perturbaţiilor de reţea.

I.8. CÎMPUL ELECTROMAGNETIC

Cîmpul electromagnetic este rezultanta cîmpurilor variabile, electric şi magnetic, care se formează în jurul unui conductor prin care circulă un curent electric variabil. S-a arătat, teoretic şi experimental, că orice sistem care produce cîmp electric sau magnetic variabil poate radia, în principiu, unde electromagnetice în spaţiu. Radiaţia va fi eficientă numai dacă sînt îndeplinite şi următoarele condiţii.

a. frecvenţa cîmpului electromagnetic să fie suficient de ridicată;

b. dimensiunile sistemului radiant să fie comparabile cu lungimea de undă.

Undele radio reprezintă variaţii periodice în timp şi spaţiu ale cîmpului electromagnetic. Ele sînt generate în jurul antenelor de emisie, care reprezintă sisteme oscilante deschise şi se propagă în spaţiu cu viteza luminii. Sînt caracterizate de o serie de parametri ca: intensitatea, polarizarea, lungimea de undă etc.

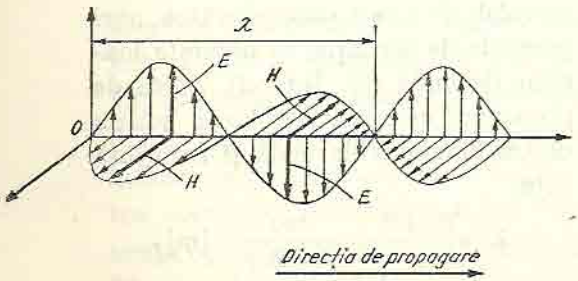
Distanţa parcursă în spaţiu, în intervalul de timp corespunzător unei perioade de oscilaţie, se numeşte lungime de undă (λ). Întrucît viteza de propagare este 300 000 km/s, relaţia dintre lungimea de undă şi frecvenţă este:

$$\lambda = \frac{3 \cdot 10^8}{f} = \frac{300}{f\,[\mathrm{MHz}]} \quad [\mathrm{m}].$$

La distanţă mare de antena de emisie, undele electromagnetice sînt

plane și sînt caracterizate numai de doi vectori: intensitatea cîmpului electric ($\bar{E}$) și intensitatea cîmpului magnetic ($\bar{H}$). Acești doi vectori sînt perpendiculari între ei și, în același timp, perpendiculari pe direcția de propagare. În fig. I.50 se arată modul de variație în timp al cîmpului electromagnetic. Planul descris de vectorul intensitate a cîmpului electric ($\bar{E}$) se numește plan de polarizare. Dacă antenele de emisie radiază cîmpuri electromagnetice cu vectorul $\bar{E}$ orizontal avem unde radio polarizate orizontal. Acestea vor induce o tensiune maximă numai în conductoarele (antenele de recepție) cuprinse în planul de polarizare și paralele cu vectorul $\bar{E}$. Polarizarea undelor depinde în primul rînd de poziția și construcția antenei de emisie. Polarizarea poate fi: orizontală, verticală sau circulară (cînd vîrful vectorului $\bar{E}$ descrie o elice în spațiu). Polarizarea orizontală se folosește îndeosebi în emisiunile de televiziune, întrucît undele polarizate orizontal sînt mai puțin atenuate de suprafața pămîntului și sînt mai puțin reflectate.

Intensitatea cîmpului electromagnetic se exprimă în [V/m] (volți/metru)



I.50. Graficul variației cîmpului electromagnetic.

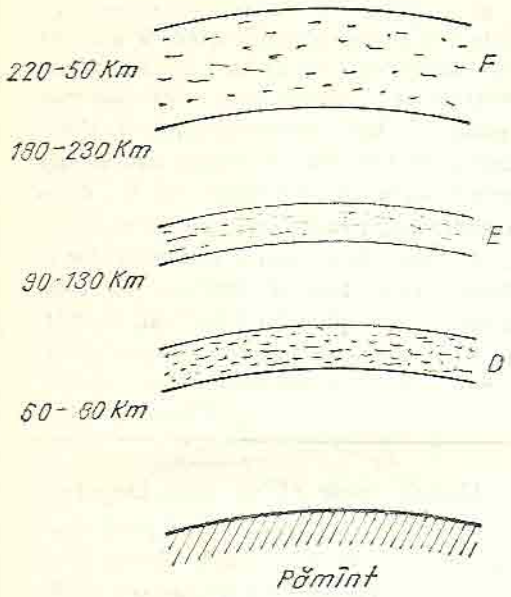
și reprezintă intensitatea cîmpului electric. Ea arată, numeric, ce tensiune electrică poate induce cîmpul electromagnetic într-un conductor de 1 m, cînd îl intersectează cu viteza luminii.

În propagarea lor, undele radio sînt supuse fenomenelor de reflexie, refracție, difracție, schimbarea planului de polarizare etc. Particularitățile propagării depind în primul rînd de frecvență. Ajungînd la diferite obiecte înconjurătoare, undele radio creează în acestea curenți electrici. Acești curenți variabili creează, la rîndul lor, cîmpuri electromagnetice proprii, dînd unde *reflectate*. Corpurile metalice reflectă mai bine undele radio decît cele nemetalice. Reflexia undelor electromagnetice respectă aceleași legi ca reflexia optică.

Reflexia poate avea loc și pe neuniformitățile din troposferă sau pe straturile ionizate din ionosferă.

Într-un mediu omogen undele electromagnetice se propagă în linie dreaptă. Întîlnind straturi neomogene în atmosferă, traiectoria undelor se curbează, adică apare *refracția*. Uneori, în anumite condiții meteorologice, această refracție este atît de puternică încît undele radiate în sus se întorc înapoi pe pămînt. Aici poate avea loc o reflexie pe suprafața solului, creîndu-se o nouă undă care se propagă astfel la distanțe mari.

Anumite obiecte întîlnite pe direcția de propagare pot fi ocolite de undele radio, fenomen ce poartă numele de *difracție*. Explicația fenomenului constă în aceea că suprafața obiectului reradiază undele în toate direcțiile.



I.51. Straturile ionosferei

Difracția este mai evidentă atunci cînd dimensiunile obstacolului sînt de același ordin de mărime cu lungimea de undă.

Unde de difracție poate da suprafața sferică a pămîntului (pentru unde lungi) sau culmile munților (pentru undele ultrascurte).

La propagarea undelor radio are o mare importanță starea și structura atmosferei. Din punctul de vedere al compoziției și proprietăților, atmosfera este împărțită în:

— troposferă (cu limita superioară de 10—12 km);

— stratosferă (cu limita superioară la 60—80 km);

— ionosferă.

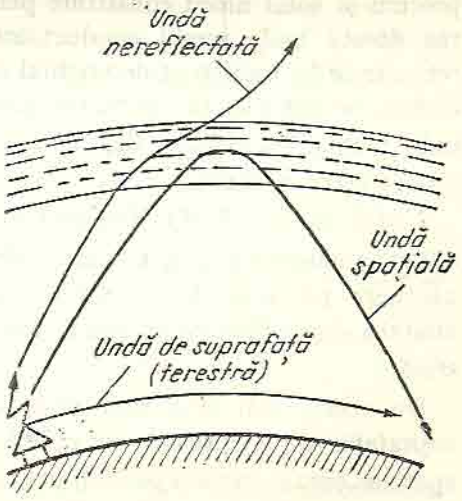
Ionosfera este caracterizată de o densitate mică a gazelor și o concentrație mare de ioni și electroni liberi, formați prin acțiunea radiațiilor solare ultraviolete asupra moleculelor de gaze. Ionosfera se compune din cîteva straturi cu concentrații mari de ioni, cu proprietăți bune conducătoare de electricitate, care pot reflecta undele radio.

Aceste straturi sînt notate cu literele *D*, *E*, *F* (fig. I.51).

Gradul de ionizare în aceste straturi depinde de radiația solară, el modificîndu-se în funcție de ciclul solar, anotimp sau ora zilei.

Mărimea energiei electromagnetice reflectată de la straturile ionizate depinde de frecvența undelor, starea atmosferei și unghiul de incidență.

Undele radio se pot clasifica după drumurile posibile de propagare, și anume: unde de suprafață (ajung la punctul de recepție propagîndu-se la suprafața pămîntului) și undele spațiale (ajung la locul de recepție după reflexie în troposferă sau ionosferă) (fig. I.52).



I.52. Undă de suprafață (1), undă spațială (2) și undă reflectată (3).

NICOLAU, Edmond (n. 3 iun. 1922, Brăila), inginer electronist român. Studii universitare, încheiate în 1945 la Politehnica din București. Din 1951 este profesor universitar la Institutul Politehnic București. Obține rezultate remarcabile în diverse domenii de specialitate ca radiotehnică, cibernetică, precum și în domeniul unor științe de graniță — lingvistica matematică ș.a. Cercetările sale, mai ales în prima perioadă a activității, se concentrează în special asupra teoriei antenelor, stabilind metode de sinteză a acestora. A studiat cîmpurile și undele electromagnetice, propagarea lor. A enunțat și demonstrat legi de reciprocitate pentru fenomene fizice. Împreună cu Solomon Marcus și Sorin Stati, a publicat una dintre lucrările de bază ale lingvisticii matematice (Introducere în lingvistica matematică). Unul dintre promotorii cibernetici în România, a propus noi modele neurocibernetice (împreună cu C. Bălăceanu). Lucrarea sa, Introducere în cibernetică, apărută în 1964, a fost tradusă și în limbile rusă, bulgară, italiană. În colaborare cu C. Bălăceanu a publicat, în 1971, la Paris, lucrarea Les fondements cybernetiques de l'activité nerveuse.

(Vasile Văcaru)

I.8.1. Clasificarea undelor radio

În radiocomunicații se folosește un domeniu larg de frecvențe ce include porțiuni din gama de unde lungi, unde medii și unde ultrascurte.

Undele lungi (UL). Prezintă proprietăți de difracție. Pot înconjura suprafața pămîntului și ocoli obstacolele. Straturile D și E au concentrații suficiente de ioni pentru a le asigura reflexia. Apa mărilor și oceanelor, precum și solul umed constituie pentru aceste unde medii conductoare, reflectîndu-le, indiferent de unghiul de cădere. Se pot realiza legături stabile, indiferent de anotimp, dar necesită puteri mari la emisie.

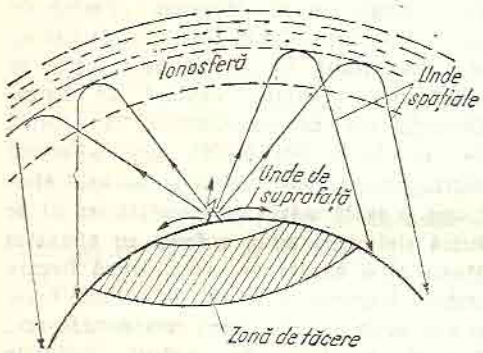
Undele medii (UM). Pătrund mai adînc în ionosferă decît UL. Ziua sînt atenuate puternic de stratul *E*, iar noaptea sînt reflectate parțial de ionosferă.

De aceea, UM sînt ziua unde de suprafață, iar noaptea de suprafață și spațiale, ceea ce explică posibilitatea de recepționare în timpul nopții a stațiilor foarte îndepărtate.

Undele scurte (US). Sînt caracterizate de o foarte mică zonă de propagare a undelor de suprafață. Aceasta se datorează faptului că atenuarea undelor la suprafața pămîntului se mărește pe măsura creșterii frecvenței. În US, modul principal de propagare îl constituie undele spațiale, rezultate prin reflexie ionosferică, ceea ce determină posibilitatea stabilirii unor legături la distanțe foarte mari, folosind puteri de emisie reduse. Deoarece structura ionosferei se modifică în permanență, fiecare emițător trebuie să fie capabil să lucreze pe cîteva frecvențe. Frecvențele de lucru se repartizează folosind grafice speciale și studii de prognoză. Noaptea se folosește partea inferioară a gamei (de ex. 40...100 m), iar ziua, partea superioară (de ex. 10...25 m).

Datorită faptului că în punctul de recepție apar unde ce au urmat drumuri diferite, precum și a faptului că straturile ionizate pe care se face reflexia sînt într-o continuă mișcare, apare fenomenul de *feding*, adică de variație aleatoare a intensității semnalului recepționat.

De asemenea, la o anumită distanță de stația de emisie apare o zonă numită zonă de tăcere, în care nu ajung nici undele de suprafață, nici undele spațiale (fig. I.53).



I.53. Formarea zonelor de tăcere.

Undele ultrascurte (UUS). Trec prin ionosferă, fără să fie reflectate, și se pierd în spațiu. De aceea legăturile între stațiile terestre pe UUS se realizează prin unde de suprafață. Undele ultrascurte se aseamănă, ca proprietăți, cu undele luminoase: se difractă puțin și legături stabile se realizează numai în limitele vizibilității directe.

Distanța de vizibilitate directă se determină considerînd pămîntul ca o sferă cu raza de 6 370 km (fig. I.54). Se obține:

$$D_{max} = 3{,}57\,(\sqrt{h_1} + \sqrt{h_2})\ \text{[km]},$$

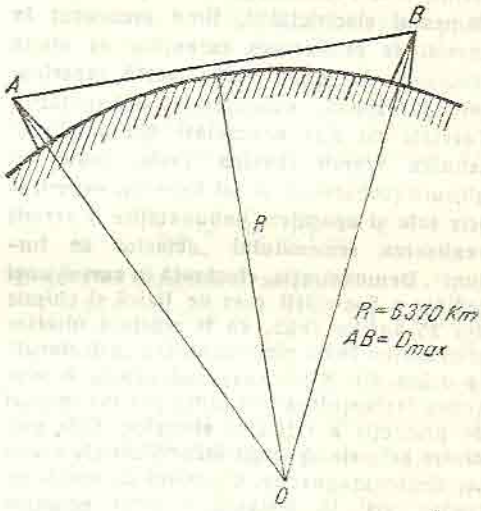
unde h_1 și h_2 reprezintă înălțimile antenelor de emisie și recepție în metri.

În troposfera normală apare o mică difracție, care face ca distanța maximă de vizibilitate directă să fie:

$$D_{max} = 4{,}12\,(\sqrt{h_1} + \sqrt{h_2})\ \text{[km]}.$$

Sînt reflectate de neuniformitățile din troposferă, care apar uneori ca urmare a modificării presiunii, temperaturii și umidității aerului.

În aceste condiții, distanța de propagare crește mult, ajungînd la sute și chiar mii de km.



I.54. Distanța de vizibilitate directă.

I.9. ANTENE DE RECEPȚIE

Antena de recepție este o parte importantă a oricărui radioreceptor. Rolul ei constă în captarea unei anumite energii din cîmpul electromagnetic și conversia ei, în semnal electric. De calitatea funcționării antenei depind în mare parte sensibilitatea și stabilitatea la perturbații a radioreceptorului.

POPOV, Aleksandr Stepanovici (n. 4 mart. 1859, Turinskie Rudniki — m. 31 dec. 1906, Petersburg), fizician rus. În 1877, s-a înscris la Facultatea de fizică-matematică din Petersburg. Din pasiune pentru electrotehnică, dar și pentru a-și cîștiga existența, în perioada studiilor lucrează ca montor la uzina electrică a Societății „Electrotehnik", instalată pe un șlep ce plutea pe rîul Moika. Devine în scurt timp unul dintre cei mai buni specialiști în dinamuri. Terminarea studiilor universitare îi aduce postul de asistent la Facultatea de fizică-matematică din Petersburg. Devine un frecvent propagator al cunoștințelor științifice în domeniul electricității, iar prestigiul său determină Societatea rusă de fizică și chimie să-i încredințeze conducerea expediției trimise la Krasnoiarsk pentru urmărirea eclipsei solare din august 1887. Reîntors la Petersburg, reia experiențele în domeniul electricității, fiind preocupat în special de producerea curenților de înaltă frecvență, iar după 1888, repetă experiențele lui Hertz, aducîndu-le îmbunătățiri. Corelate cu alte acumulări din știința și tehnica vremii (bobina Tesla, tubul cu pilitură (coherorul) al lui Branly), experiențele sale și aparatele îmbunătățite îi permit realizarea renumitului „detector de furtuni". Demonstrația, efectuată în cursul unei ședințe a Societății ruse de fizică și chimie din 25 aprilie 1895, va fi repetată ulterior și în aprilie 1896, cînd va utiliza „detectorul" la uzina din Nijni-Novgorod pentru a prevedea dezlănțuirea furtunilor și a lua măsuri de protecție a rețelelor electrice. Este una dintre primele aplicații industriale ale undelor electromagnetice. Conștient că problema transmiterii la distanță a unor semnale electrice depinde de puterea și frecvența generatoarelor de unde, în comunicarea din 7 mai 1895 spunea: ...„aparatul meu va putea fi folosit la transmiterea unor semnale la distanță cu ajutorul unor oscilații electrice rapide de îndată ce se va descoperi un izvor de oscilații de energie suficientă". În primăvara anului 1896, ridicînd antena de recepție pe copacii din grădina Școlii de ofițeri de mine, continuă experiențele cu un aparat mult îmbunătățit. La 12 martie 1896 făcea prima demonstrație publică notată de fizicianul O. D. Hvolson. „Postul de emisie a fost instalat la Institutul de chimie al Universității, iar postul de recepție în amfiteatrul vechiului cabinet de fizică. Distanța era de aproximativ 250 metri. Transmisia a fost făcută după alfabetul Morse, iar semnalele s-au putut auzi clar. Lîngă o tablă stătea președintele secției de fizică ținînd în mînă o foaie cu alfabetul Morse și o bucată de cretă. După fiecare semnal transmis el se uita la această foaie și apoi scria pe tablă litera corespunzătoare. Treptat, pe tablă au apărut cuvintele Heinrich Hertz". Era omagiul adus de inventator marelui fizician care murise cu doi ani înainte. Angajat al marinei militare, A. S. Popov a înțeles să păstreze secretul asupra invenției epocale care se profila. Anul următor, pe vase militare, face experiențe edificatoare mărind treptat distanța, ajungînd pînă la 5 km. A demonstrat că transmisiile nu erau împiedicate nici de vremea nefavorabilă, nici de mișcarea vaselor. Notabilă rămîne și dorința, în mare parte realizată, de a recepționa semnale audibile. Brevetul depus în 1899 consacră începutul radiotelefoniei. De numele său se leagă și observația că obiectele reflectă undele electromagnetice, ce pot fi din nou recepționate (peste cîteva decenii observația va genera radiolocația). Preia, din 1901, catedra de fizică a Institutului electrotehnic din Petersburg (pe care din 1905 îl va conduce, ca director) construind, în același timp, prima linie radiotelegrafică între Odesa-Tendra, organizînd un atelier de construcție și reparare a aparatelor T.F.F. (telegrafie fără fir).

(Vasile Văcaru)

I.9.1. Clasificarea antenelor de recepție

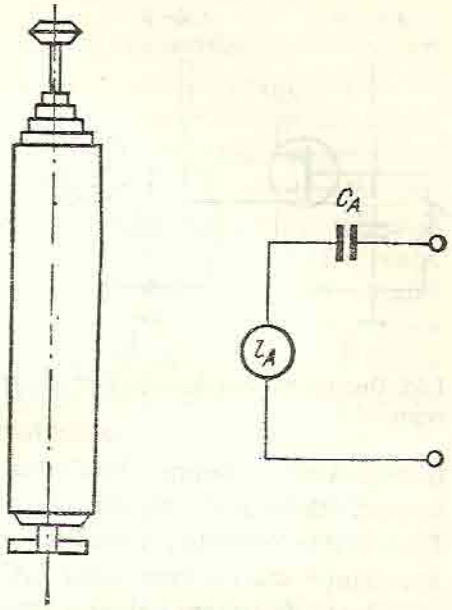
Antenele se pot clasifica în funcție de mai multe caracteristici. Astfel, după locul de instalare, antenele se pot clasifica în: antene exterioare, antene interioare și antene auto. După banda de frecvență recepționată se împart în: *antene de bandă îngustă* (UL, UM, US) și *antene de bandă largă* (UUS). În funcție de componenta cîmpului elec-

tromagnetic care excită în principal antena, se deosebesc: antene electrice (fire conductoare orizontale sau verticale) și antene magnetice (antene cadru și antene cu ferită).

La baza funcționării antenelor de recepție stă legea inducției electromagnetice; orice cîmp electromagnetic induce curenți alternativi în conductoarele ce se află în acest cîmp. Receptoarele superheterodină moderne, avînd sensibilități ridicate, asigură recepția pe antene interioare sau de cameră a benzilor de UL, UM și US.

Antena exterioară. În formă de Γ sau T, instalată la înălțimi mai mari de 10 m (pentru a fi supusă cît mai puțin paraziților industriali), este folosită la recepția stațiilor îndepărtate. Firul orizontal se instalează perpendicular pe rețelele electrice și va avea o lungime cuprinsă între 10 și 40 cm. Cablul de coborîre se fixează la cca 0,5 m de fereastră cu ajutorul unui izolator. Prin intermediul unui comutator de antenă cablul de coborîre se aduce la borna de antenă a aparatului.

Antena telescopică. Are lungime pînă la 1,5 m și se folosește pentru recepționarea gamelor de UL, UM și US la radioreceptoarele auto, sau pentru recepționarea US la receptoarele portabile. Se compune din 5—8 tronsoane metalice tubulare, cu diametre descrescînd înspre capătul antenei. Tronsoanele pot culisa unul în interiorul altuia, astfel că pentru transport se poate strînge și introduce în caseta aparatului (fig. I.55). Impedanța de intrare a antenei are un caracter capacitiv și schema echivalentă, simplificată, se prezintă în fig. I.55.



I.55. Antena telescopică.

Capacitatea echivalentă a antenei, în cazul în care receptorul are priză de legare la pămînt, se determină cu relația simplă:

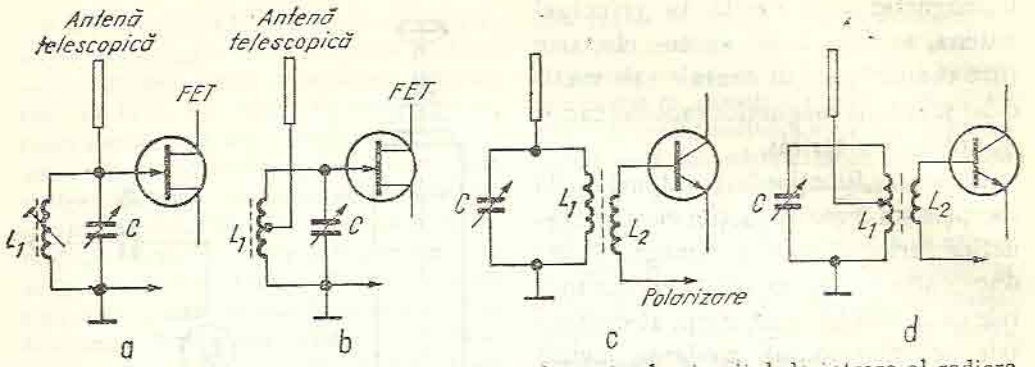
$$C_A = 10l \text{ [pF]},$$

unde l = lungimea antenei.

Deci o antenă de 1 m va avea o capacitate echivalentă de cca 10 pF.

Avînd o capacitate atît de mică, antena telescopică se va conecta direct sau prin intermediul unei prize la circuitul de intrare (fig. I.56). Capacitatea echivalentă a antenei se modifică prin apropierea de corpuri metalice sau dacă este atinsă cu mîna. Dependența parametrilor antenei telescopice de poziția față de diferite corpuri din mediul înconjurător este principalul dezavantaj al acestei antene.

Conectarea antenei pe priză urmărește reducerea influenței corpurilor



I.56. Diverse moduri de conectare a antenei telescopice la circuitul de intrare al radioreceptorului.

înconjurătoare asupra circuitului de intrare. Bobina de cuplaj (L_2) din fig. I.56 d se folosește pentru adaptarea impedanței mari a circuitului L_1C cu impedanța de intrare redusă a tranzistorului. Circuitul de intrare va avea astfel un factor de calitate ridicat și va permite atenuarea semnalelor parazite. În gama de US numărul de spire al bobinei L_2 este de cca 10 ori mai mic decît numărul de spire al bobinei L_1. Înălțimea efectivă a antenei telescopice este aproximativ egală cu jumătate din înălțimea sa fizică.

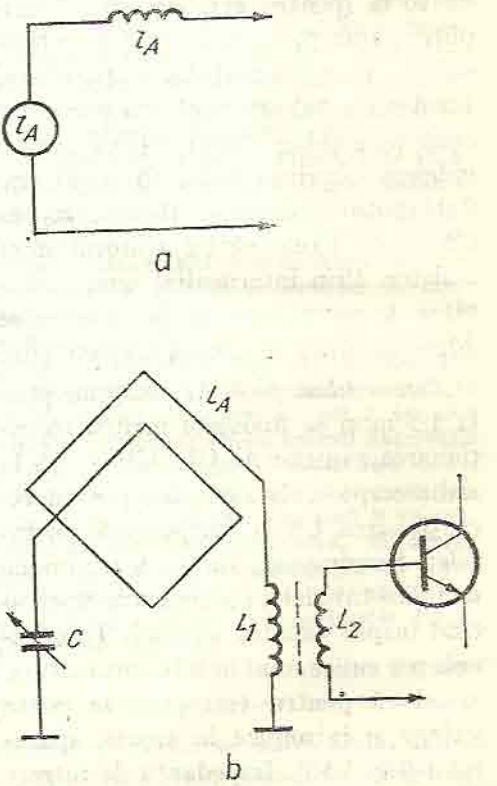
Antena cadru. Se folosește în prezent destul de puțin, fiind înlocuită aproape în exclusivitate de antena cu ferită. Utilizată mai ales în gama US, este formată din cîteva spire bobinate pe un cadru sau realizate pe un cablaj imprimat, fixat pe capacul din spate al receptorului.

Înălțimea efectivă (h_d) se calculează cu relația:

$$h_d = \frac{2\pi}{\lambda} nSQ, \text{ unde:}$$

n = numărul de spire
S = suprafața unei spire
Q = factorul de calitate.

Schema echivalentă este prezentată în fig. I.57 a, iar modul de conectare în circuit în fig. I.57 b. Se obțin receptoare



I.57. Antena cadru.
a. schema echivalentă.
b. modul de conectare în circuit.

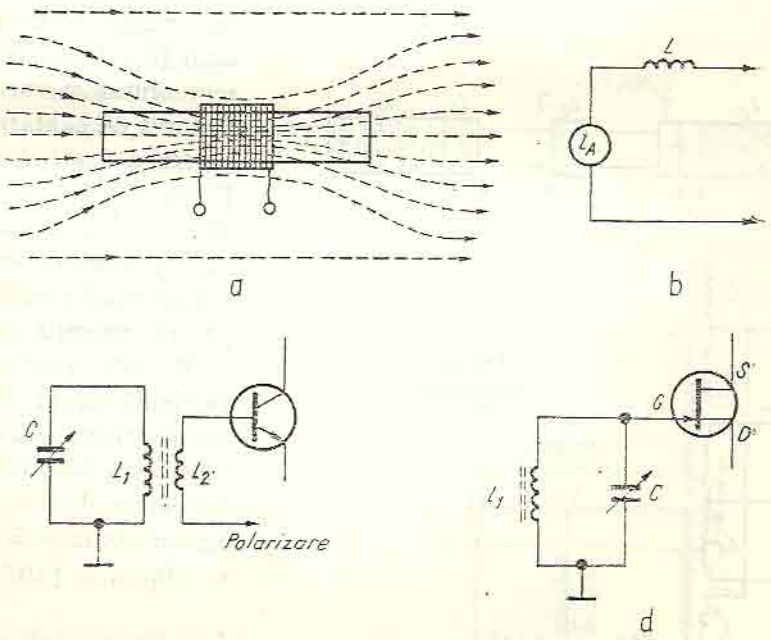
cu sensibilități mai mici decît în cazul utilizării antenelor telescopice.

Antena cu ferită este cea mai utilizată antenă, intrînd în compunerea receptoarelor portabile și staționare. Se folosește în UL, UM, US și, în ultima vreme, chiar în UUS. O astfel de antenă se prezintă sub forma unei bare din ferită pe care se montează una sau două bobine (fig. I.58 a).

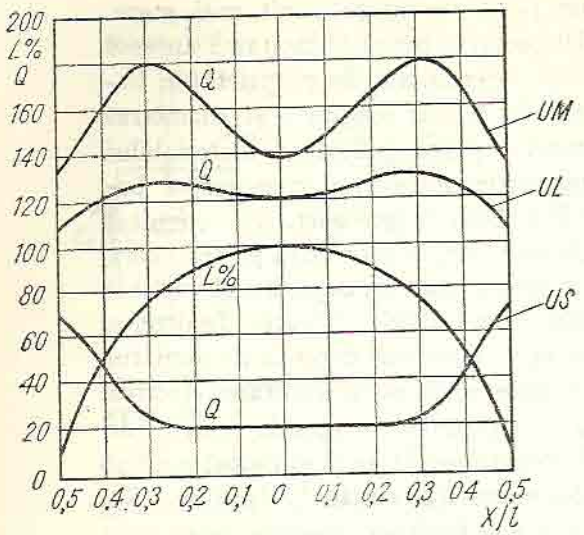
Schema echivalentă este prezentată în fig. I.58 b, iar schema principială de conectare în fig. I.58 c, d. Se aseamănă cu antena cadru, dar dimensiunile bobinei de pe bara de ferită sînt mai reduse. După cum se vede în fig. I.58a, datorită permeabilității magnetice ridicate a barei de ferită, liniile de cîmp magnetic sînt concentrate în bobină, ca și cum bobina ar concentra în interiorul său cîmpul electromagnetic de pe o suprafață mult mai mare. Din această cauză eficacitatea antenei este determinată de proprietățile barei de ferită: lungimea și diametrul barei, permeabilitatea materialului magnetic folosit și construcția bobinei. Bobina face parte din circuitul de intrare și se acordează pe frecvența de recepționare cu capacitorul variabil din circuitul de intrare. Înălțimea efectivă a antenei depinde de numărul de spire (n), de permeabilitatea efectivă a materialului magnetic (μ_{ef}), de factorul de calitate al circuitului (Q) și de suprafața secțiunii bobinei (S). Expresia înălțimii efective este:

$$h_d = \frac{2\pi}{\lambda} n \cdot \mu_{ef} SQa,$$

unde a este o constantă ce depinde de poziția bobinei pe miez.



I.58. Antena cu ferită (a), schema echivalentă (b) și schema de conectare (c, d).



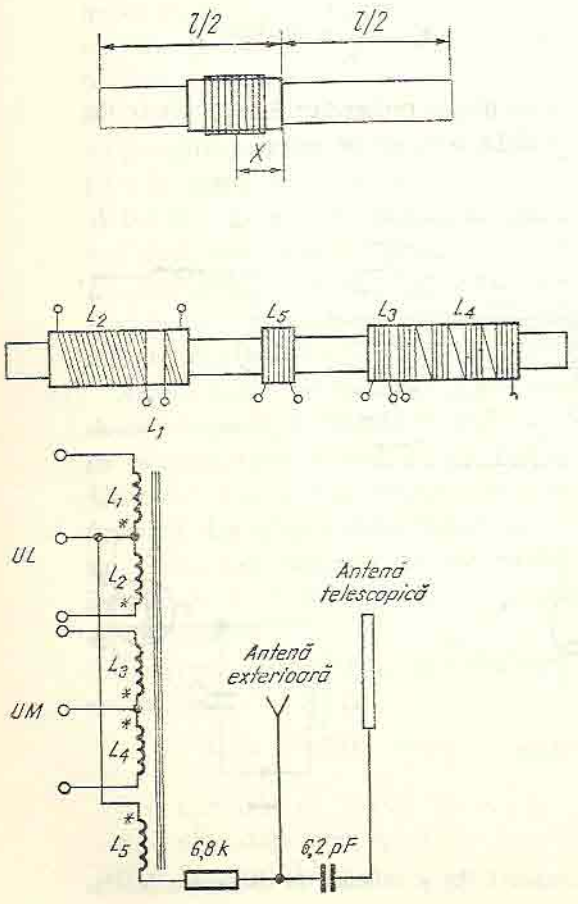
I.59. Graficul variației inductanței bobinei și a factorului de calitate, în funcție de poziția sa pe bara de ferită.

Permeabilitatea efectivă depinde de dimensiunile miezului magnetic și de permeabilitate ainițială și este indicată în tabele, grafice sau se poate calcula cu relații complexe. Trebuie reținut că este indicată utilizarea unor miezuri cu permeabilități mari și constante în raport cu frecvența.

Antena cu ferită prezintă o caracteristică de directivitate pronunțată, adică recepționează în mod diferit semnale provenind din diverse direcții, ceea ce constituie un avantaj în cazul în care se urmărește atenuarea semnalelor unor stații perturbatoare. Caracteristica de directivitate are forma unui opt, cu axul perpendicular pe bara de ferită.

Prin deplasarea în lungul barei, inductanța bobinei variază în limite largi (fig. I.59). În același grafic s-au reprezentat și variațiile tipice pentru factorul de calitate (Q) pentru antene cu ferită lucrînd în UL, UM și US. Plasarea bobinei la mijlocul barei permite obținerea unei inductanțe mari, dar factorul de calitate este minim.

Plasarea bobinelor pe bara de ferită pentru recepția a două lungimi de undă este prezentată în fig. I.60. Bobinele L_2 și L_4 sînt bobinele de acord pentru UL și UM, iar L_1 și L_3 reprezintă bobinele de cuplaj cu tranzistoarele din amplificatorul de RF. Antena exterioară și antena telescopică se cuplează printr-un grup RC și o



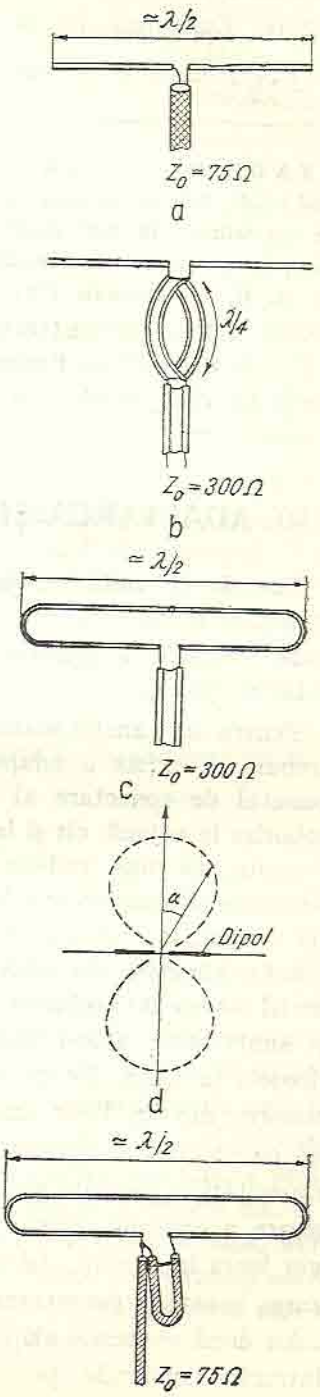
I.60. Plasarea bobinelor pe o bară de ferită, pentru recepție pe UL și UM.

bobină de cuplaj (L_5) plasată la jumătatea barei. Bobina L_1 are 9 spire din conductor Cu Em ⌀ 0,18, L_2 are 178 spire din conductor Cu Em ⌀ 0,12, L_3 are 5 spire din conductor Cu Em ⌀ 0,18, L_4 are 48 spire din lițâ de radiofrecvență 10 × 0,7, iar L_3 are 30 spire din conductor Cu Em ⌀ 0,12.

Antene pentru UUS. Pentru recepționarea gamei de UUS se folosesc antene telescopice, antene dipol plasate în interiorul carcasei sau antene dipol exterioare.

Antena dipol simplu are forma indicată în fig. I.61a, lungimea fiind aproximativ egală cu jumătate de lungime de undă. Cele două conductoare se găsesc în prelungire sau pot face un unghi mai mic de 180°. Legătura cu aparatul se face cu panglică bifilară sau cu cablu coaxial. Utilizarea panglicii bifilare necesită intercalarea unui transformator de adaptare în $\lambda/4$, după cum se arată în fig. I.61b. Transformatorul este necesar pentru adaptarea impedanței de ieșire, de 75 Ω a dipolului, cu impedanța, de 300 Ω, a liniei bifilare. Se poate utiliza și un dipol îndoit (fig. I.61c), caracterizat printr-o impedanță de intrare de 300 Ω. Caracteristica de directivitate este similară cu cea a dipolului simplu (fig. I.61d).

Atunci cînd drept cablu de coborîre se folosește un cablu coaxial, cu impe-



I.61. Antene pentru UUS.
a. Dipol simplu.
b. Transformator de adaptare în $\lambda/4$ la cablu simetric cu $Z_0 = 300\ \Omega$.
c. Dipol îndoit.
d. Caracteristica de directivitate a dipolului.
e. Buclă de adaptare la cablu coaxial cu $Z_0 = 75\ \Omega$.

danța caracteristică de 75 Ω, trebuie folosită o buclă de adaptare și simetrizare. Lungimea buclei va fi $l = p \cdot \frac{\lambda}{2}$, unde p este coeficientul de scurtare, ce depinde de materialul dielectric folosit în cablu. De ex., pentru polietilenă $p = 0{,}66$. Montarea buclei de adaptare și simetrizare este prezentată în fig. I.61e.

YAGI, Hidetsugu (n. 1886 — m. mai 1976), fizician japonez. A făcut studii de specializare la mai multe universități europene și americane. A studiat la Dresda cu G. H. Barkhausen (1913—1914), la Londra cu J. A. Fleming (1914—1915) și în S.U.A., la Universitatea Harvard, cu G. W. Pierce (în 1916). Reîntors în Japonia, este numit profesor la Universitatea Tohoku. Studii și cercetări privind propagarea undelor electromagnetice, emisia și recepția undelor scurte și ultrascurte.

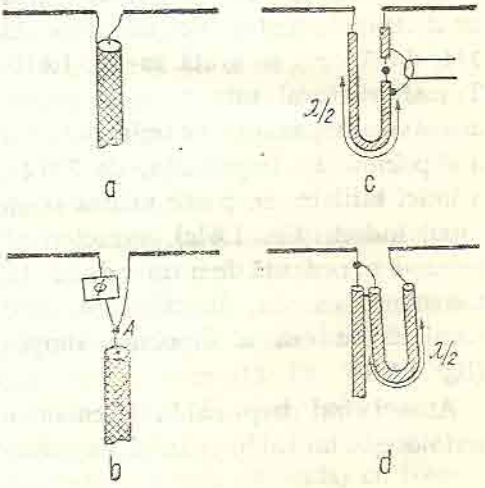
În 1926 a inventat antena directivă pentru frecvențele ultraînalte, care-i poartă numele, devenită aproape universală pentru recepția emisiunilor de televiziune.

(Vasile Văcaru)

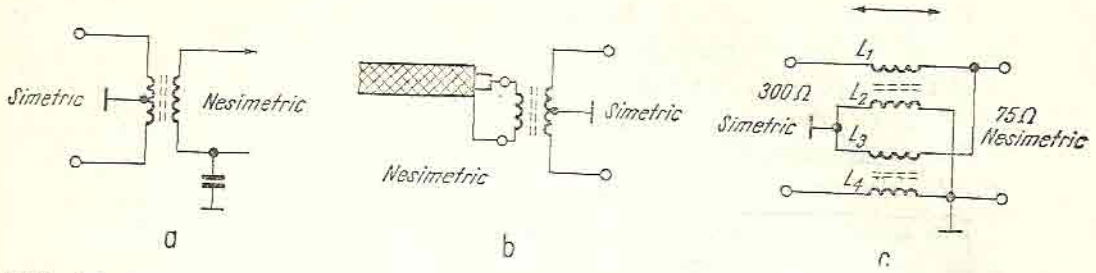
I.10. ADAPTAREA ȘI SIMETRIZAREA ANTENELOR

Energia de radiofrecvență captată de antene trebuie transmisă la intrarea radioreceptorului printr-un cablu de coborîre (fider).

Pentru un transfer maxim de putere trebuie să existe o adaptare atît în punctul de conectare al cablului de coborîre la antenă, cît și la intrarea în receptor. În plus, trebuie ca antenele simetrice să alimenteze fideri simetrici, iar aceștia, la rîndul lor, să intre pe un circuit simetric în receptor. Apar astfel o serie de probleme de adaptare și simetrizare, avînd importanță îndeosebi în UUS. De ex. dacă dipolul simetric din fig. I.62a este conectat la un cablu coaxial nesimetric, datorită capacităților parazite ale cămășii exterioare a cablului, elementii dipolului vor lucra în condiții diferite. Simetrizarea constă în conectarea în paralel a celor două elemente ale dipolului, dar întrucît tensiunile pe acestea sînt defazate cu 180°, trebuie să fie introdus un circuit (Φ) care să întîrzie una din tensiuni cu T/2 (fig. I.62b).



I.62. Adaptarea și simetrizarea antenelor de UUS.
a. Legătură necorespunzătoare.
b. Principiul introducerii circuitului de adaptare și simetrizare.
c., d. Circuite practice de adaptare și simetrizare a dipolului simplu.



I.63. Adaptarea și simetrizarea fiderului la intrarea radioreceptoarelor de UUS.
a. Cu fider simetric.
b. Cu fider nesimetric (coaxial).
c. Cu linii în serie (simetric) și în paralel (nesimetric).

În punctul A ambele tensiuni au aceeași polaritate și se vor însuma.

Întîrzierea se realizează determinînd unul din cele două semnale să parcurgă un drum suplimentar de $\lambda/2$, după cum se vede în circuitele practice prezentate în fig. I.62 c, d.

Adaptarea și simetrizarea fiderului la intrarea receptorului se realizează cu unul din procedeele indicate în fig. I.63 a, b. Circuitul din fig. I.63 b se folosește atunci cînd din cauza nivelului mare al tensiunilor parazite se utilizează cablu coaxial pentru coborîre. Ambele circuite au dezavantajul apariției unor rezonanțe multiple, date de capacitățile parazite. Performanțe superioare se obțin cu circuitul de adaptare și simetrizare prezentat în fig. I.63 c. Înfășurările L_1 L_2 și L_3 L_4 formează două linii. Distanța dintre conductoare și pasul de bobinaj se aleg în așa fel încît impedanța caracteristică a celor două linii să fie 150 Ω.

Pe de o parte, cele două linii sînt în serie (simetric — 300 Ω), iar pe de cealaltă parte în paralel (nesimetric — 75 Ω).

I.11. LEGAREA LA PĂMÎNT

Aparatele alimentate de la rețea trebuie legate la pămînt pentru a se evita pericolul de electrocutare în cazul apariției unor defecțiuni de izolație în circuitele de alimentare, precum și pentru a îmbunătăți caracteristicile de funcționare ale antenelor. Priza de pămînt se poate realiza dintr-o tablă de cupru sau o țeavă din fier galvanizat, avînd lungime de 1—1,5 m și diametru 30—50 mm.

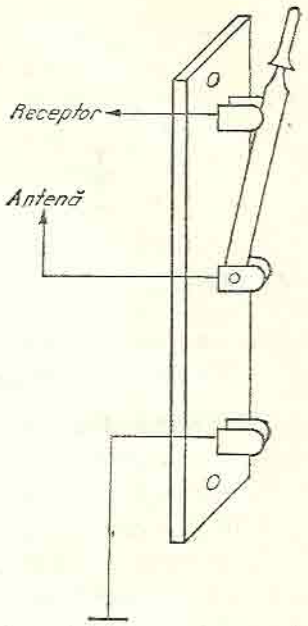
La unul din capete se sudează un conductor de cupru, care se va conecta la borna de „pămînt" a receptorului. Pentru a se realiza un bun contact cu pămîntul, țeava se va introduce într-un sol umed. În localitățile urbane se poate folosi conectarea la conductele metalice ale instalațiilor de apă sau încălzire, precum și la conductoarele de legare la pămînt din prizele pentru mașinile de spălat, frigidere etc.

Receptoarele tranzistorizate, avînd tensiuni de alimentare reduse și antene magnetice (cu ferită) folosesc mai rar prizele de pămînt.

Comutatoare de antenă. În cazul utilizării antenelor exterioare cu înălțimi mari, apare pericolul deteriorării receptoarelor din cauza tensiunilor ridicate ce sînt captate în timpul descărcărilor electrice din atmosferă.

Din această cauză, în timpul furtunilor se recomandă scurtcircuitarea antenelor la pămînt. Aceasta se face folosind eclatoare cu gaz sau comutatoare manuale. Eclatoarele cu gaz sînt realizate în formă de tuburi de sticlă umplute cu un gaz ușor ionizant. Cînd cantitatea de electricitate statică de pe antenă depășește o anumită valoare, gazul se ionizează făcînd scurtcircuit între antenă și conductorul de masă.

Eclatoarele cu comutator sînt acționate manual, conectînd firul de coborîre al antenei fie spre intrarea receptorului, fie spre conductorul de legare la pămînt (fig. I.64). Se fixează pe peretele exterior al clădirii într-un loc accesibil.



I.64. Comutator de antenă.

I.12. CIRCUITE DE INTRARE

Circuitele de intrare realizează legătura dintre antenă și primul etaj amplificator sau mixer. La alegerea schemei circuitului de intrare trebuie ținut cont de următoarele:

- Circuitul de intrare trebuie să aibă un factor de calitate ridicat, pentru a putea asigura selectivitatea canalului imagine. În acest sens, dacă impedanța primului etaj este mică, se va folosi cuplajul pe priză sau cu inductanță separată de cuplaj. Dacă nu se reușește atenuarea canalului imagine cu un singur circuit acordat, se va folosi un filtru de bandă.
- Influența antenei exterioare asupra frecvenței de acord să fie redusă.
- Să realizeze o adaptare între antenă și primul etaj, astfel încît transferul de putere să fie maxim.
- Factorul de transfer al tensiunii să aibă o valoare ridicată și constantă în gamă.

În fig. I.65 a este prezentat un circuit de intrare în care antena exterioară se conectează pe un capacitor aflat la capătul rece al bobinei.

Alegînd o valoare mare pentru capacitorul de cuplaj, rezultă un factor de

transfer constant în gamă, dar de valoare mică.

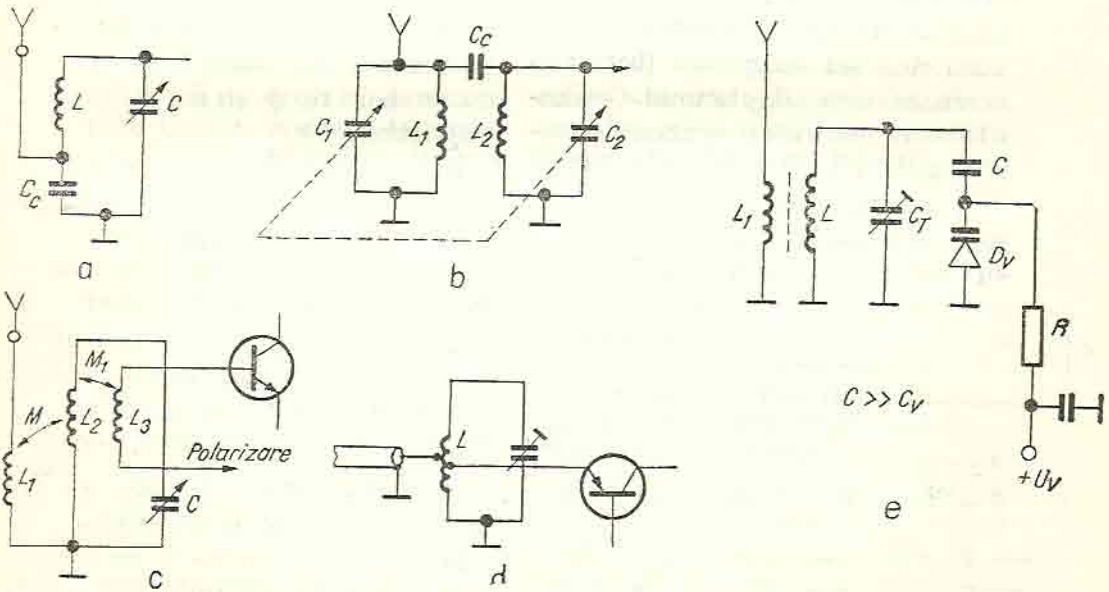
Filtrul de bandă (fig. I.65 b) folosește două circuite cuplate prin capacitor exterior (C_c) de valoare mică. Permite o bună filtrare a semnalelor parazite, dar cere atenție la aliniere. Schema practică va conține în paralel cu capacitoarele variabile cîte un trimer.

Circuitul de intrare cu cuplaj prin inductanță mutuală cu antena exterioară este prezentat în fig. I.65 c. Curenții de înaltă frecvență care circulă prin L_1 induc în bobina L_2 o tensiune alternativă, care va determina un curent cu amplitudine mare la rezonanță. Acest curent va induce un semnal și în circuitul de bază al tranzistorului.

Circuitul din fig. I.65 d este folosit în gama UUS, cînd circuitul de intrare este acordat pe o frecvență fixă. Rolul cuplajelor prin prize este de a asigura adaptarea între impedanța foarte redusă a etajului cu tranzistor în conexiune *BC* și cablul coaxial folosit ca fider.

Un circuit de intrare destinat receptoarelor cu acord electronic este prezentat în fig. I.65 e. Singura particularitate constă în prezența diodei varicap, polarizată invers, care îndeplinește rolul de capacitor variabil comandat prin tensiune. Capacitorul C are rolul de a bloca tensiunea continuă de polarizare, iar rezistorul R și capacitorul C_1 împiedică tensiunea de radiofrecvență să ajungă în sursa de alimentare. Frecvența de rezonanță este determinată de inductanța L și capacitatea echivalentă a capacitorului C_T și diodei varicap.

(Vasile Ciobăniță)



I.65. Circuite de intrare.
a. Cu cuplaj pe capacitor.
b. Cu cuplaj pe filtru de bandă.
c. Cu cuplaj prin inducție mutuală.
d. Cu cuplaj prin prize (în UUS).
e. Cu diodă varicap.

Capitolul II

DISPOZITIVE SEMICONDUCTOARE

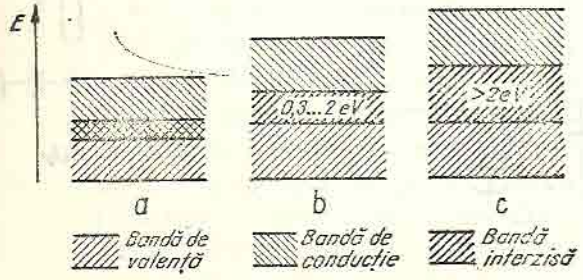
II.1. MATERIALE SEMICONDUCTOARE. JONCȚIUNEA P-N

Materialele semiconductoare se situează din punct de vedere electric între metale și izolatoare și se caracterizează printr-o lărgime a benzii interzise (diferența între energia benzii de valență și cea de conducție) cuprinsă între 0,3...2 eV (fig. II.1).

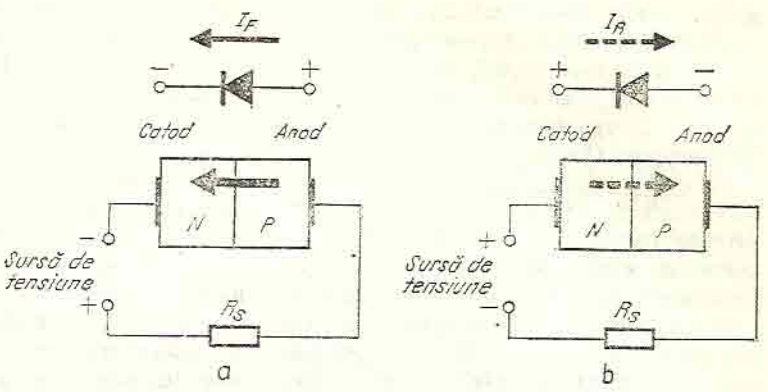
În anumite condiții, materialele semiconductoare pot conduce curentul electric. În vederea utilizării materialelor semiconductoare (Ge, Si etc.) la fabricarea componentelor electronice, în rețeaua lor cristalină sînt introduse controlat impurități donoare (fosfor, arsen etc.) sau acceptoare (bor, aluminiu, galiu etc.) de electroni. Conductibilitatea electrică a semiconductoarelor astfel impurificate este mai mare decît a semiconductorului pur (intrinsec). Semiconductoarele impurificate cu elemente din grupa a III-a din sistemul periodic al elementelor (Al, B, Ga etc.) conduc curentul electric în cea mai mare parte prin golurile formate în urma impurificării (semiconductoare de tip p). Semiconductoarele impurificate cu elemente din grupa a V-a (As, P etc.) conduc în principal curentul electric prin electronii puși în libertate în urma impurificării (semiconductoare de tip n).

Atunci cînd aceeași plăcuță din material semiconductor este impurificată atît cu impurități de tip n cît și de tip p, la întîlnirea acestora se formează un domeniu de tranziție între semiconductorul de tip p și de tip n, dînd joncțiunea p—n.

În cazul polarizării directe (cu potențial pozitiv partea p și negativ partea n), prin joncțiune va trece curentul electric, iar mărimea ei va fi determinată, în primul rînd, de tensiunea sursei și de rezistența de sarcină R (fig. II.2 a). Cînd polarizarea este inversă, bariera de potențial formată la nivelul joncțiunii împiedică trecerea curentului electric prin joncțiune. Totuși, datorită agitației termice, un număr mic de purtători de sarcină acumulează energie suficientă pentru traversarea barierei de potențial (purtători minoritari), dînd naștere unui



II.1. Distribuția benzilor energetice la metale (a), semiconductoare (b) și izolatoare (c).



II.2. Circuitul de polarizare a unei joncțiuni $p-n$.
a) Polarizare directă
b) Polarizare inversă

curent rezidual (I_R), care este determinat în primul rînd de temperatura și aria joncțiunii și, într-o măsură mai mică, de tensiunea aplicată (fig. II.2 b). Joncțiunea polarizată invers (blocată) reprezintă deci o rezistență de valoare foarte mare.

La nivelul joncțiunii există o regiune neutră din punct de vedere electric, echivalentă cu un izolator. Întrucît lățimea acestei regiuni este determinată de tensiunea aplicată joncțiunii, rezultă că și valoarea capacitorului astfel format (semiconductor *n*/regiune neutră/semiconductor *p*) variază o dată cu aceasta (v. *Diode varicap*).

SHOCKLEY, William (n. 13 febr. 1910, Londra), fizician și inventator american. În 1932 își încheie strălucit studiile de fizică la Institutul Tehnologic din California. În același an obține un post de asistent la nu mai puțin vestitul Institut de Tehnologie din Massachusetts, unde rămîne pînă la susținerea doctoratului (1936). Devine membru al echipei de cercetători ai Laboratoarelor Bell Telephone, unde începe cea mai prolifică perioadă a vieții sale. După trei ani, în 1939, stabilește un rezultat cu multiple rezonanțe pentru electronica de mai tîrziu a anilor 1959—1965; verifică experimental existența stărilor de suprafață (concept introdus de Igor Tamm). În 1942 preia conducerea unui grup de cercetări al marinei militare privind detecția submarinelor și protecția împotriva lor. Dar, în 1945, revine la Bell Telephone, odată cu John Bardeen, devenind membru al conducerii tehnice al grupului de cercetări în domeniul semiconductoarelor. Cercetările grupului (din care se mai detașează Walter Brattain) urmăresc, în principal, obținerea unei amplificări asemănătoare cu cea din tubul cu vid la un semiconductor plan, subțire, prin modificarea rezistenței, aplicîndu-i un cîmp electric (ceea ce, mai tîrziu, se va concretiza în tranzistoarele cu efect de cîmp). Din ea va rezulta construcția primului tranzistor. După 1948, anul în care este anunțată realizarea tranzistorului cu contacte punctiforme, Shockley avansează, în avalanșă, idei de aur pentru electronică, deschizînd drum nu numai electronicii cu tranzistoare a anilor 1950—1960, ci și electronicii cu circuite integrate a anilor 1970—1980.

În 1949 elaborează prima teorie a joncțiunii pn abrupte, ideale, uzînd de mai

multe ipoteze simplificatoare. În același an, împreună cu G. L. Pearson și T. R. Haynes descrie în revista „Bell System Technic" un tranzistor „filamentar" care, peste cîțiva ani, va deveni binecunoscutul tranzistor unijoncțiune (TUJ).

În anul următor (1950), publică Electrons and Holes in Semiconductors, una dintre primele lucrări cu tematică strict referitoare la electronica semiconductoarelor, unde expune și ideea unui comutator de curent sub forma unei structuri pnpn. (Se știe că o structură pnpn cu trei borne este tiristorul, piesă de bază în electronica industrială. O structură pnpn cu două borne se numește diodă Shockley.) În 1951 Shockley descrie, independent de Gubanov, proprietatea de redresare a heterojoncțiunilor (joncțiunile create la contactul a două materiale semiconductoare cu lucru de ieșire foarte diferit), rezolvînd, în acest fel, importante probleme legate de studiul contactelor diverselor dispozitive semiconductoare. În același an, împreună cu K. B. Afee, M. Sparks și E. I. Ryder, publică un articol în care explică, pe baza efectului Zener, străpungerea joncțiunii pn la tensiuni inverse mari.

Marea realizare a lui W. Shockley rămîne însă tranzistorul cu joncțiuni, care a deschis drumuri noi electronicii. În numărul 83 din iul. 1952 al prestigioasei reviste „Physical Review", Shockley publică, împreună cu M. Sparks și G. K. Teal, articolul PN jonction transistors. Elaborînd teoria completă, stabilind ecuațiile (care-i poartă numele), realizînd un model experimental (fusese chiar prezentat fizicienilor cu ocazia unei conferințe, dar nu trezise absolut nici un interes), Shockley pregătește intrarea tranzistorului cu joncțiuni în marea lume a aplicațiilor. Prima utilizare avea să fie radioreceptorul „Regency", care nu se va bucura însă de succes comercial, decît după doi ani, cînd firmele japoneze vor lansa o avalanșă de radioreceptoare portabile cu tranzistoare.

În 1954, după ce părăsise (în 1953) Bell Telephone, pentru a fonda un laborator de cercetări proprii, Shockley semnalează posibilitatea obținerii de rezistențe negative cu diode semiconductoare pe seama timpului de tranzit al purtătorilor (ceea ce va duce, ulterior, la diodele IMPATT). Anul 1956, anul recunoașterii oficiale a meritelor sale incontestabile prin acordarea Premiului Nobel pentru fizică (împreună cu J. Bardeen și W. H. Brattain, pentru „cercetările lor asupra semiconductoarelor și descoperirea efectului tranzistor"), îl găsește director al Laboratorului de semiconductoare al firmei Beckman Instruments. După 1958, cînd se lansează în afaceri (fondase „Shockley Transistor Corporation", care după doi ani fuziona cu „Clevite Transistor"), activitatea sa științifică nu mai este la fel de susținută. Tot acum devine profesor la Universitatea Stanford (din 1963), dedicîndu-se, cu aceeași pasiune care-l caracteriza, numai vieții universitare. Pînă în 1975, cînd se pensionează, este titularul cursului de inginerie și științe aplicate la Universitatea Stanford. Cele peste 90 de invenții ale sale îl consacră prin valoarea lor ca pe unul dintre cei mai de seamă electroniști ai lumii. Numai elaborarea teoriei tranzistorului cu joncțiuni și realizarea practică a acestuia sînt suficiente pentru a fi considerat printre cei mai de seamă oameni de știință care au contribuit la edificarea electronicii, disciplină ce a revoluționat dezvoltarea ulterioară a științei și tehnicii actuale.

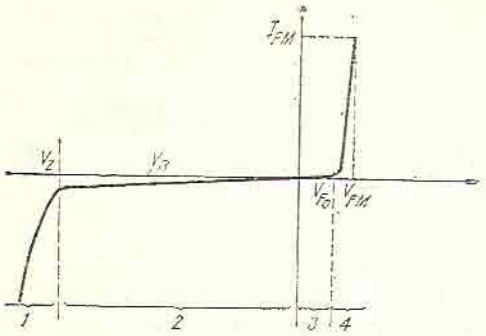
(Vasile Văcaru)

II.2. DIODA SEMICONDUCTOARE

Diodele, conținînd o singură joncțiune p—n, sînt cele mai simple dispozitive semiconductoare. În funcție de locul utilizării au fost concepute mai multe tipuri de diode cu parametri electrici, specifici montajului respectiv.

Caracteristica electrică U—I a unei joncțiuni p—n (fig. II.3) cuprinde două domenii distincte:

I. *Caracteristica în polarizare directă*, definită prin tensiunea de deschidere (V_{FO}) și rezistența dinamică (r_d).



II.3. Caracteristica UI a unei diode cu joncțiune p—n.
1) Zona de avalanșă (conducție în invers)
2) Zona de blocare în polarizare inversă
3) Zona de blocare în polarizare directă
4) Zona de conducție în polarizare directă

Tensiunea de deschidere (V_{FO}) reprezintă tensiunea minimă de polarizare la care dispozitivul începe să conducă curentul electric (se „deschide" în direct). Valoarea lui V_{FO} depinde de tipul diodei. Astfel V_{FO} este de cca 0,1 V la diodele Schottky (metal/semiconductor), de 0,18 V la diodele cu germaniu, și de 0,55 V la diodele cu siliciu etc. (zonă de blocare în direct). La depășirea acestei valori critice a tensiunii de polarizare în direct, căderea de tensiune pe diodă este determinată de valoarea intensității curentului ce trece prin dispozitiv (zonă de conducție în direct).

În cataloage este specificată valoarea maximă a căderii de tensiune la polarizare directă pentru un curent dat, de obicei curentul maxim admisibil (V_{FM} la I_{FM}). Cu o oarecare aproximare avem:

$$V_{FM} = V_{FO} + r_d \cdot I_{FM},$$

unde r_d este rezistența dinamică a diodei în polarizare directă și depinde de construcția dispozitivului.

Caracteristica directă, respectiv I_{FM} și V_{FM} determină și puterea disipată pe diodele redresoare:

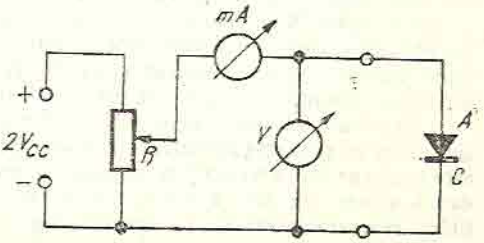
$$P_d = I_{FM} \cdot V_{FM},$$

în care P_d reprezintă puterea ce se formează în diodă cînd aceasta este solicitată la curentul maxim admisibil.

Caracteristica în polarizare directă a unei diode se poate ridica folosind montajul din fig. II.4.

Reglînd cu ajutorul potențiometrului R tensiuni din ce în ce mai mari, curentul indicat de miliampermetru va fi la început foarte mic (sub 1 mA), iar tensiunea indicată de voltmetru va crește și ea corespunzător. Cînd tensiunea atinge cca 0,55 V (V_{F_0}), dioda se deschide, adică unor creșteri mici ale tensiunii corespunzînd creșteri mari ale curentului prin diodă.

II. *Caracteristica în polarizare inversă* se caracterizează prin aceea că la variații mari ale *tensiunii de polarizare* (V_R — uneori sute de volți), curentul prin dispozitiv este neglijabil și reprezintă curentul rezidual al joncțiunii p—n ($I_r \leqslant 500$ μA) (zona de blocare în invers). Cînd se atinge o valoare critică a tensiunii de polarizare în invers, curentul prin diodă crește brusc datorită intrării în conducție a joncțiunii prin efect zener, prin ava-



II.4. Montaj pentru ridicarea caracteristicii unei diode în polarizare directă.

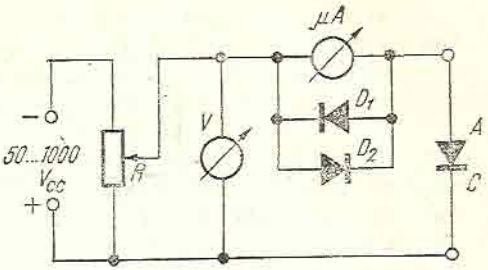
lansă sau prin pătrundere (zona de conducție în polarizare inversă).

Valoarea tensiunii de polarizare inversă, la care curentul prin diodă crește brusc, se numește *tensiune de avalanșă* (V_z).

La diodele redresoare obișnuite nu se recomandă solicitarea joncțiunii pînă la V_z. În mod obișnuit, firmele producătoare garantează funcționarea corectă a dispozitivului la V_{RM} (tensiune inversă repetitivă maxim admisibilă), dată de catalog, aceasta fiind egală, de obicei, cu cca 0,7 din V_z.

În vederea caracterizării calității dispozitivului și a proiectării unor montaje, unele firme garantează, la o valoare dată a tensiunii de polarizare (de obicei la V_{RM} sau la 0,7 din V_z), o valoare maxim admisibilă a curentului rezidual I_R.

Caracteristica în polarizare inversă a unei diode se ridică folosind un



II.5. Montaj pentru ridicarea caracteristicii unei diode în polarizare inversă.

montaj ca în fig. II.5. Odată cu creșterea tensiunii, prin acționarea divizorului R, crește și tensiunea pe dispozitiv (V_R), iar curentul rezidual (I_R) crește foarte puțin (de ordinul μA). Diodele D_1 și D_2 sînt pentru protecția μA-metrului și sînt de tipul 1 N 4001 sau orice altă diodă echivalentă.

În funcție de aplicațiile și de solicitările concrete ale utilizatorilor au fost puse în fabricație diferite tipuri de diode, dintre care cele mai importante sînt:

BARDEEN, John (n. 23 mai 1908, Madison), fizician american. Studii de fizică la Universitatea Princeton, încheiate strălucit în 1929. Din anul următor, pînă în 1933, este geofizician la o societate petrolieră. După susținerea tezei de doctorat (1936), lucrează ca cercetător la Universitatea Harvard pentru ca din 1938 pînă la izbucnirea războiului să fie asistent la Universitatea Minnesota. În timpul războiului este cercetător la unul din laboratoarele Marinei. Din 1945 se asociază echipei de cercetători a Laboratoarelor Bell Telephone, condusă de W. Shockley, care studia semiconductoarele. După numai doi ani, împreună cu W. H. Brattain, anunță, într-un articol publicat în „Physical Review" descoperirea tranzistorului cu contacte punctiforme. Din 1951 este profesor la Universitatea Illinois. Abordează acum un nou domeniu de studiu: fizica temperaturilor și, în special, supraconductibilitatea semiconductoarelor. Premiul Nobel primit în 1956 (împreună cu W. Shockley și W. H. Brattain) „pentru cercetările lor asupra semiconductoarelor și mai ales pentru descoperirea efectului tranzistor" îl consacră definitiv ca pe un mare specialist în domeniul semiconductoarelor. În 1957 demonstrează, împreună cu L. Cooper și J. Schrieffer, că fenomenul supraconductibilității poate fi explicat satisfăcător dacă se ține seama atît de interacțiunile dintre electroni și fononi, cît și de interacțiunile de natură coulombiană dintre electronii înșiși. Teoria, dezvoltată ulterior și de alți fizicieni, cunoscută sub numele de teoria BCS (de la inițialele celor trei oameni de știință) le va aduce în 1972 Premiul Nobel pentru fizică. J. Bardeen devine astfel primul om de știință din lume de două ori laureat al prestigiosului premiu în același domeniu al științei (M. Curie l-a primit o dată pentru fizică și o dată pentru chimie, iar L. Pauling o dată pentru chimie și o dată pentru pace).

(Vasile Văcaru)

II.2.1. Diode redresoare normale

Sînt utilizate la redresarea curentului alternativ în alimentatoarele și redresoarele racordate la rețeaua de curent electric alternativ.

Parametrii garantați pentru aceste diode sînt:

— tensiunea inversă repetitivă maxim admisă (V_{RM});

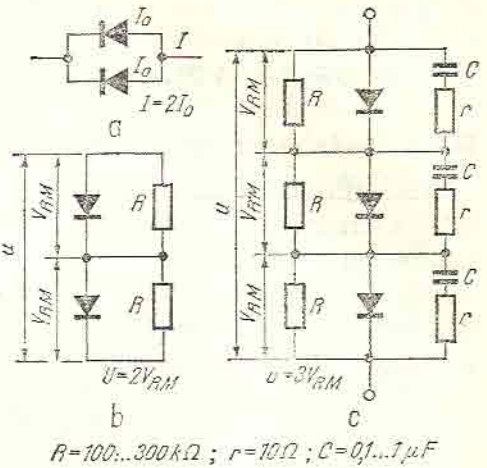
— curentul mediu redresat (I_0), reprezentînd curentul mediu la care poate fi solicitată dioda;

— căderea de tensiune în polarizare directă (V_{FM}), măsurată la un curent dat (I_{FM});

— rezistența termică joncțiune-capsulă (R_{thj-c}) sau joncțiune-ambiant (R_{thj-a}).

În unele aplicații se impune redresarea unui curent mai mare decît capacitatea diodei. În astfel de cazuri se poate recurge la montarea a 2—3 diode în paralel — după o prealabilă sortare și împerechere la parametrul V_{FM}. Diferența dintre căderile de tensiune în polarizare directă pe diodele care urmează a fi montate în paralel nu trebuie să depășească 0,05 V. Este de preferat ca diodele montate în paralel să se fixeze pe același radiator.

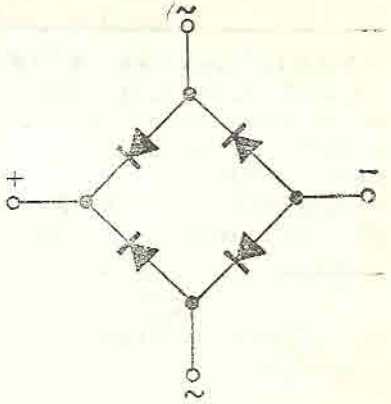
În cazul redresării unor tensiuni mai mari decît V_{RM} al unei diode, se pot monta mai multe diode identice în serie (fig. II.6). Distribuția uniformă a tensiunilor se realizează prin montarea în paralel cu fiecare diodă a cîte unui rezistor de egalizare (cca 100...300 kΩ pentru diode cu $I_0 \leqslant 10$ A). În cazul înserierii a mai mult de două diode și în montaje pretențioase, egalizarea se va face ca în fig. II.6 c.



II.6. Montarea în paralel (a) și în serie (b) a diodelor redresoare.

Tipuri reprezentative de diode redresoare normale sînt seriile F 057... F 407; 1 N 4001...1 N 4007; 10 Si 05... 10 Si 14 etc.

Unele firme oferă patru diode conectate în punte redresoare, încapsulate în aceeași capsulă (fig. II.7). Utilizarea



II.7. Punte redresoare.

punților redresoare asigură un montaj mai simplu, de dimensiuni mai mici, asigurînd totodată o fiabilitate ridica-

tă. Tipuri semnificative de punți redresoare sînt seriile de 1 A (1 PM 05... 1 PM 8) și de 3 A (3 PM 05...3 PM 8).

II.2.2. Diode redresoare rapide

Sînt utilizate la redresarea tensiunilor alternative și la comutarea semnalelor cu frecvența cuprinsă între 1 000—100 000 Hz. Ele diferă de diodele redresoare normale prin faptul că au timpul de comutare mic ($\tau_{\gamma\gamma} <$ < 500 ns). Pe lîngă parametrii specifici diodelor redresoare normale, firmele producătoare indică și garantează și timpul de comutare ($\tau_{\gamma\gamma}$), parametru care determină frecvența maximă de lucru. Tipuri reprezentative de diode redresoare rapide sînt: BA 157; BA 159; DRR 114; 6 DRR 4 etc.

II.2.3. Diode de comutație

Sînt, de obicei, de mică putere (cca 0,3 W) și au timpul de comutare ($\tau_{\gamma\gamma}$) foarte mic. Avînd în vedere construcția și dimensiunile reduse ale diodei, rezultă o capacitate mică în stare blocată ($c \leqslant 5$pF). Aceste diode sînt utilizate la comutarea rapidă a unor semnale, la detecția în înaltă frecvență, la mixarea semnalelor de radiofrecvență ($F \leqslant 1$ GHz), precum și la limitarea de semnale la intrarea în receptoare radio sau TV (prin montarea a două diode în antiparalel pe borna de antenă) etc.

La utilizarea acestor diode trebuie să se țină cont de rezistența lor dinamică în stare de conducție (r_d) (prin diagramele de variație a r_d în funcție de curentul ce trece prin diodă (I_F) și frecvența semnalului). O diodă este cu atît mai bună cu cît prezintă o atenuare mai mică, adică are r_d și C cît mai mici în condițiile de curent și de frecvență din circuit.

Tipuri semnificative de diode de comutație sînt: 1 N 914; 1 N 4148; OA 1160; BB 243; BB 182 etc.

TEAL, Gordon Kidd (n. 10 ian. 1907, Dallas), fizician american. Studii de matematică, fizică și chimie încheiate în 1928. Din 1930 este angajat la „Bell Telephone Laboratories", unde lucrează sub conducerea lui W. Shockley. Aici realizează (1951) tranzistorul cu joncțiune căruia îi stabilește ecuațiile împreună cu W. Shockley, dîndu-i și schema echivalentă. În 1952 construiește, împreună cu E. Buehler, primul tranzistor cu siliciu. Este autorul a numeroase patente privind dispozitivele semiconductoare.

(Vasile Văcaru)

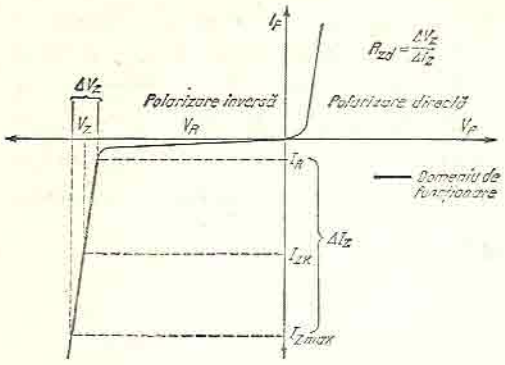
II.2.4. Diode stabilizatoare de tensiune (Zener)

Se caracterizează prin faptul că funcționează, în mod obișnuit, în domeniul de polarizare inversă a caracteristicii U—I. Sînt utilizate pentru stabilizarea tensiunii continue.

Funcționarea diodelor stabilizatoare de tensiune se bazează pe faptul că în cazul polarizării inverse a unei joncțiuni, de la o anumită tensiune (tensiunea de avalanșă V_z), curentul crește brusc la variații mici ale tensiunii de polarizare.

$\tau = R \cdot C$

$\tau = \frac{U}{I} \cdot C \quad \tau = CU$



II.8. Caracteristica *UI* a unei diode Zener.

Parametrii electrici cei mai importanți prin care se caracterizează diodele stabilizatoare de tensiune sînt:

— tensiunea de avalanșă (tensiunea stabilizată) V_z — măsurată la un curent dat I_{zk};

— curentul maxim admis în polarizarea inversă I_{zmax}, care este limitat de puterea de disipație a diodei (specificat de catalog).

$$P_d = V_z \cdot I_{zmax}$$

— rezistența dinamică R_{zd}, care reprezintă raportul dintre variația tensiunii și a curentului în caracteristica de stabilizare (fig. II.8).

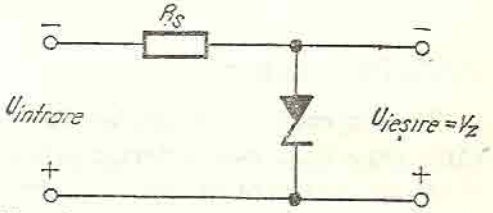
$$R_{zd} = \frac{\Delta V_z}{\Delta I_z};$$

— coeficientul de variație a tensiunii de avalanșă V_z în funcție de temperatură (αV_z), care indică stabilitatea termică a tensiunii stabilizate.

Montajul de bază în care funcționează diodele Zener este prezentat în fig. II.9.

În vederea obținerii unor tensiuni foarte stabile, diodele Zener sînt alimentate cu un curent constant (deci nu mai intervine influența lui R_{zd}) și cu tensiunea stabilă obținută se comandă baza unui tranzistor care, funcționînd ca un ventil, are la ieșire tensiune constantă, indiferent de curentul ce trece prin consumator (fig. II.10).

Tipuri semnificative sînt seriile de diode Zener PL 3...PL 200 ($P_d = 1$ W — capsulă din plastic), 1 N 3016 B... 1 N 3052 B ($P_d = 1$ W — capsulă metalică), 10 DZ 6V8...10 DZ 200 ($P_d = 10$ W) etc.



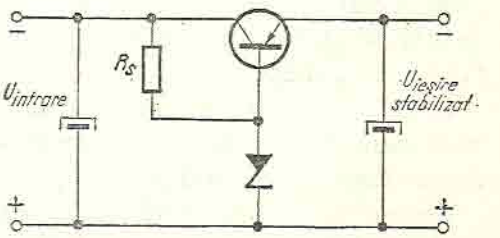
II.9. Schema de montare a diodelor Zener.

Au fost fabricate și unele tipuri de diode Zener speciale, cum ar fi:

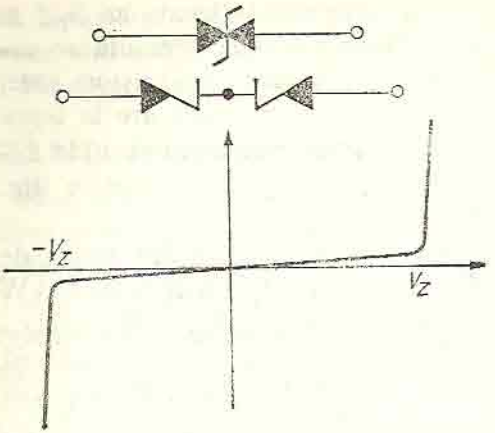
— diodele Zener termocompensate (V_z nu depinde de temperatura capsulei adică $\alpha_{V_z} \to 0$);

— diode Zener simetrice (caracteristica în fig. II.11);

— diode Zener logaritmice ($\Delta V_z = \log \Delta I_z$) utilizate în amplificatoare logaritmice etc.



II.10. Schema de principiu a unui stabilizator de tensiune cu diodă Zener și tranzistor.



II.11. Dioda Zener simetrică.

II.2.5. Diode varicap

Sînt dispozitive semiconductoare a căror capacitate este puternic dependentă de tensiunea aplicată la borne, deci, polarizate invers, pot înlocui capacitoarele variabile.

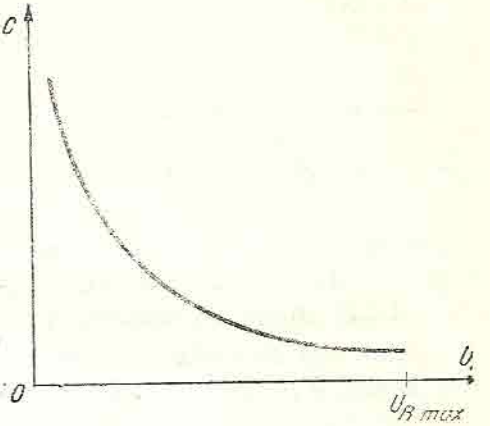
Pe o joncțiune p—n polarizată invers se acumulează un anumit număr de sarcini electrice. Numărul acestor sarcini este funcție de tensiunea de polarizare, deci joncțiunea p—n se comportă ca un capacitor echivalent, avînd capacitatea (C):

$$C = \frac{C_0}{(1 + 1{,}5\ V_R)^n},$$

în care C_0 = capacitatea joncțiunii în lipsa polarizației exterioare, iar n = = 0,33...0,75, funcție de tehnologia de fabricație a diodei.

În fig. II.12 se dă variația capacității unei diode varicap în funcție de tensiunea inversă (V_R) aplicată.

Tensiunea de polarizare aplicabilă diodelor varicap este cuprinsă între o valoare minimă (pentru ca semnalul de radiofrecvență din montaj să nu depășească tensiunea de polarizare în vederea eliminării riscului ca semnalul de înaltă frecvență să fie deformat sau redresat) și una maximă (determinat de tensiunea de străpungere a diodei) și reprezintă domeniul lor de utilizare.

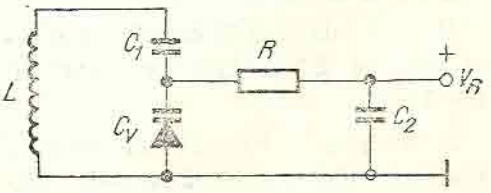


II.12. Caracteristica $C = f(U_R)$ a diodelor varicap.

Domeniul de utilizare $\frac{C_{max}}{C_{min}}$ la $\frac{V_{min}}{V_{max}}$ este dat în cataloage.

Un exemplu de circuit acordat cu o diodă varicap este prezentat în fig. II.13, unde capacitorul C_1 împiedică tensiunea continuă (V_R) să se scurtcircuiteze la masă, rezistorul R și capacitorul C_2 se opun pătrunderii semnalului de radiofrecvență în circuitul de polarizare a diodei.

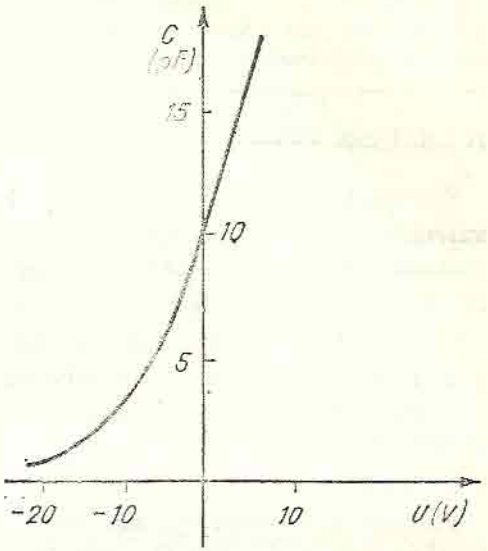
Tipuri reprezentative de diode varicap sînt: BB 109; BB 139; BB 105; BB 126 etc.



II.13. Circuit oscilant cu diodă varicap.

VARICAP, VARACTOR

Două noțiuni binecunoscute radiotehnicienilor, desemnînd însă același dispozitiv: dioda cu suprafață mai mare pentru joncțiune, polarizată invers, prezentînd o capacitate variabilă cu tensiunea inversă aplicată. Se pare că și ea își trage existența de la vechea galenă (v.) Literatura de specialitate a anilor '40 prezenta scheme de radioreceptoare cu „galenă polarizată". Evident, nu era o polarizare inversă, dar se emisese ideea că „detectoarele cu vîrf trebuie să prezinte o capacitate neliniară, eventual variabilă". În 1954, fizicianul sovietic Bakanovski utiliza astfel de capacități în schimbătoarele de frecvență. Doi ani mai tîrziu, L. J. Giacoletto și J.O' Connell publicau în „R.C.A. Review" articolul *A VARIable CA Pacitor germanium junction diode for U.H.F.* Se obținea astfel un nou element de circuit, ieftin, simplu și cu performanțe remarcabile.



Caracteristica U—C a diodei varicap.

Un mare specialist în domeniul diodelor varicap a fost J. Uhlir, căruia nu numai că i se datorează cea de-a doua denumire (varactor = VARiable reACTOR, adică reactanță variabilă), dar și impunerea utilizării lor în diferite circuite și mai ales în amplificatoarele parametrice.

Capacitatea unei diode varicap poate fi modificată în limite foarte largi, în funcție de tensiunea aplicată.

Caracteristica unei asemenea diode este prezentată în figura alăturată.

Față de un capacitor mai prezintă și avantajul unor pierderi foarte mici. Se știe că un capacitor este de bună calitate dacă prin dielectricul dintre cele două armături se scurge un curent continuu cît mai mic. Diodele varicap fiind polarizate invers, curentul echivalent celui de pierderi al capacitorului obținut este tocmai curentul invers al diodei, cu valori extrem de mici față de situația în care dioda ar fi polarizată direct.

Și în cazul diodelor varicap tehnologiile noi au avut un rol esențial. Dioda lui Giacoletto era cu germaniu (tehnologie mai complicată). Uhlir a realizat diode cu siliciu (tehnologie mai simplă dar, în același timp, mobilitatea purtătorilor fiind mai mică decît la germaniu, frecvențele de lucru erau mai mici). Punerea la punct a tehnologiilor de fabricare a materialelor semiconductoare de tip $A^{III}—A^{V}$ (arseniura de galiu, arseniura de indiu, antimoniura de galiu, antimoniura de indiu ș.a.) caracterizate, în general, prin mobilități foarte mari ale purtătorilor, a dat posibilitatea realizării unor diode varicap stabile, putînd lucra la frecvență foarte înaltă. Deja dispozitivele realizate din arseniura de galiu sînt prezente în mare măsură în diverse aplicații. Mobilitatea electronilor în arseniura de galiu este de aproape 5 000 $cm^2/V.s.$, deci mai mare decît a germaniului (3 900 $cm^2/V.s.$) și cu atît mai mult a siliciului (1 350 $cm^2/V.s$).

Se poate prevede un viitor remarcabil dispozitivelor realizate din antimoniură de indiu. Mobilitatea electronilor este de peste 100 000 $cm^2/V.s$, deci pot asigura frecvențe de cel puțin 20 de ori mai ridicate decît dispozitivele cu arseniură de galiu. Singurul impediment, încă nedepășit, îl

constituie necesitatea asigurării unei temperaturi de lucru scăzute, sub temperatura ambiantă (din cauza energiei extrem de mici necesare pentru formarea unei perechi electron-gol). Pentru utilizările curente diodele varicap cu siliciu asigură însă performanțele dorite (frecvențe maxime de ordinul gigahertzilor, capacități de ordinul picofarazilor, dimensiuni mici).

(Vasile Văcaru)

II.2.6. Diode PIN

Se caracterizează printr-o rezistență variabilă la frecvențe înalte, rezistență controlabilă prin c.c. sau de joasă frecvență, ce trece prin dispozitiv.

Comandate de semnalul RAA, diodele PIN sînt utilizate la atenuarea controlată a semnalelor de radiofrecvență în etajele de intrare a receptoarelor radio și TV.

Parametrii electrici cei mai importanți pentru dioda PIN BA 379 sînt:

— gama de frecvență în care se comportă ca o rezistență controlată: 1 MHz...2 GHz;

— tensiunea inversă maximă (V_{RM}) — 30 V;

— curentul direct maxim (I_{FM}) — 20mA;

— tensiunea directă (V_{FM} la I_{FM}) — —1V;

— capacitatea în polarizare directă C_d — 0,35 pF.

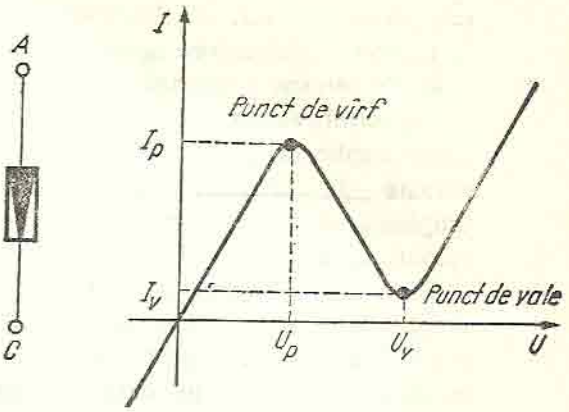
În cataloage se specifică diagrama de variație a rezistenței dispozitivului (R), funcție de curentul direct de polarizare (I_F).

DIODA TUNEL

În domeniul microundelor, singurele detectoare folosite sînt cele cu semiconductoare. Se știe (v. *Povestea tranzistorului*) că la tranzistor s-a ajuns pornindu-se de la cercetări în vederea obținerii unor detectoare eficiente în radiolocație. După apariția tranzistorului, cîțiva ani în șir utilizarea lui la frecvențe foarte înalte, ca amplificator, era aproape imposibilă. În general, dispozitivele cu semiconductoare erau aproape de nefolosit. Totuși, în 1957, Leo Esaki punea la punct dioda pentru care avea să primească în același an diverse premii și titluri științifice și, poate mai mult decît atît, un loc privilegiat în istoria electronicii: dioda sa a deschis drum utilizării dispozitivelor semiconductoare în amplificatoarele de frecvență foarte înaltă. Ca întotdeauna, după un număr de ani care trec după o realizare, ca urmare a acumulării de cunoștințe, totul pare incredibil de simplu. Se pare că Esaki a pornit de la o simplă joncțiune *pn*, pe care a studiat-o în diverse condiții de dopare a celor două regiuni. La o impurificare puternică a acestora a constatat modificarea radicală a caracteristicii curent-tensiune. Forma acesteia devenea asemănătoare literei *N* (vezi figura). Se observă în figură o porțiune în care, spre deosebire de celelalte dispozitive electronice, la creșterea tensiunii, curentul scade. Prin urmare, pe porțiunea respectivă ea prezintă o rezistență negativă (ceea ce îi conferă proprietăți deosebite și în circuitele de comutație). Pentru radiotehnică ea era interesantă însă și din alt punct de vedere: domeniul său de funcționare se întinde pînă la frecvențe de zeci și sute de gigahertzi. Aceasta deoarece funcționarea sa se bazează pe un binecunoscut efect din mecanica cuantică: efectul tunel. El apare atunci cînd o particulă trebuie să traverseze o regiune în care energia potențială este mai mare decît energia pe care o posedă particula. Pentru explicarea lui se recurge la un model in-

tuitiv extrem de simplu. Asimilăm particula cu o bilă. Regiunea cu energie potențială o considerăm a fi un deal. Admitem că bila are la baza dealului de urcat o energie cîștigată ca urmare a coborîrii fără frecare a unui deal vecin de înălțime mai mică (energia bilei trebuie să fie mai mică decît energia potențială a dealului de urcat). În acest caz experiența de toate zilele și fizica clasică ne dau răspunsul clar: bila nu poate urca dealul. Mecanica cuantică arată însă că *este posibil* ca bila să treacă de partea cealaltă a dealului (cu toate că are energie insuficientă pentru a-l urca) ca și cum ar trece printr-un tunel. Efectul tunel este cu atît mai important cu cît „lățimea" dealului este mai mică, iar diferența dintre energia pe care ar trebui să o aibă bila și energia pe care o are de fapt, este mai mică. În același mod, electronii și golurile pot traversa o barieră de potențial, dacă aceasta este îngustă și sînt satisfăcute condițiile de energie. Ori, la o joncțiune *pn* regiunea de trecere se subțiază cu atît mai mult cu cît regiunile *p* și *n* sînt mai impurificate. Purtătorii de sarcină care traversează dioda prin efect tunel se suprapun celor care o traversează normal și, de aci, caracteristica tensiune-curent de forma din figură. Amplificatoarele cu diode tunel sînt extrem de simple dar, dată fiind puterea disipată, în general mică, circuitele funcționează la nivele mici de putere.

Evident, așa cum a demonstrat-o practica utilizării celorlalte dispozitive electronice, în anumite condiții, un amplificator poate deveni un oscilator. Se pot construi oscilatoare și cu diode tunel. În 1961, adică la mai puțin de patru ani de la punerea ei



Caracteristica U—I a diodei tunel.

la punct, C. A. Burrus obținea oscilații cu lungime de două de 3 mm, pentru ca, pe măsura perfecționărilor, aceasta să scadă și mai mult. În anumite cazuri însă, diodele tunel le sînt preferate alte dispozitive (v. *Varicap, varactor*).

Fenomenul de tunelare avea să se dovedească însă foarte generos pentru electroniști: punerea la punct a tehnologiei planare și observarea efectului de mascare a bioxidului de siliciu determinînd apariția tranzistoarelor cu efect de cîmp (TEC) și apoi a circuitelor integrate. În 1960 apărea un nou tip de tranzistoare denumit de autor, G. Mead, „cu fețe intermetalice". Conducția se baza tocmai pe utilizarea efectului tunel. Între doi electrozi metalici peliculari se depune o folie foarte subțire de dielectric. Prin tunelare, purtătorii de sarcină străbat stratul de dielectric, determinînd, în funcție de polarizare, caracteristici curent-tensiune apropiate de cele ale tranzistorului bipolar clasic.

(Vasile Văcaru)

II.2.7. Diode speciale utilizate în radiofrecvență

În afară de diodele enumerate, în unele receptoare profesionale sînt utilizate diferite tipuri de diode sau grupuri de diode speciale, cu aplicații tipice.

Diodele speciale mai des întîlnite în radiorecepție sînt:

Diode Schottky. Au la bază un contact redresor metal/semiconductor și se caracterizează printr-o tensiune de deschidere (V_{F0}) foarte mică și limită de frecvență ridicată. Se utilizează la re-

ceptoarele de foarte înaltă frecvență, în mixere echilibrate cu zgomot redus.

Diode varactor (varicap). Sînt diode cu capacitate controlată prin tensiunea inversă aplicată. Sînt utilizate în generatoare de armonici, convertoare, amplificatoare cu zgomot redus, generatoare de impulsuri etc.

Diode tunel. Au multiple aplicații în amplificatoarele și oscilatoarele de microunde, datorită porțiunii cu rezistență negativă din caracteristica curent-tensiune.

Diode GUNN. Funcționează prin efectul „GUNN", în cadrul căruia în semiconductoare omogene apar oscilații de foarte înaltă frecvență. Sînt utilizate în oscilatoare de microunde cu posibilități de variație a frecvenței prin acord mecanic sau electric.

Diode IMPATT. Sînt diode cu avalanșă controlată și care funcționează la densități mari de curent, lucru ce impune măsuri constructive deosebite pentru îndepărtarea căldurii dezvoltate. Se utilizează în amplificatoare și oscilatoare cu frecvență de lucru de pînă la 100 GHz.

(Iosif Lingvay)

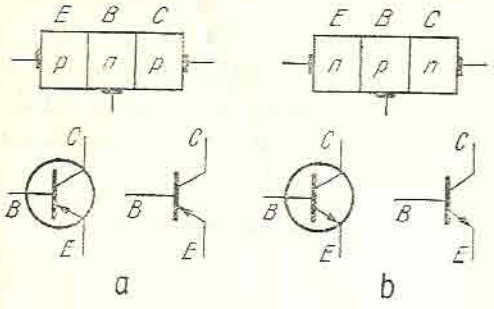
ESAKI, Leo (n. 12 mart. 1925, Osaka), fizician japonez. Studii de fizică la Universitatea din Tokio. Imediat după absolvire este angajat cercetător la „Kobe Kogyo Corporation", unde rămîne pînă la 1956, cînd trece ca fizician șef la „Sony Corporation". Anunțarea realizării diodei tunel în 1957 îi aduce celebritatea și oferte din partea firmelor americane. În 1960 pleacă în S.U.A., unde devine cercetător la „International Business Machines", filiala din Yorktown Heights. Aici, împreună cu un grup de colaboratori studiază în special semimetalele (clasă de materiale cu proprietăți situate între cele ale metalelor și semiconductorilor: bismut, antimoniu). Ulterior, realizările deosebite obținute pe baza studierii aprofundate a efectului tunel îi aduc consacrarea internațională, fiind, în 1973, împreună cu I. Giaevar, laureat al Premiului Nobel pentru fizică „pentru experimentele privind fenomenul de tunelare în semiconductoare și, respectiv, în supraconductoare".

(Vasile Văcaru)

II.3. TRANZISTORUL BIPOLAR

Tranzistorul este un dispozitiv semiconductor compus din două joncțiuni $p-n$, plasate foarte aproape una de alta. Cele două joncțiuni sînt formate pe același cristal semiconductor, determinînd astfel trei regiuni distincte. Ansamblul celor trei regiuni posedă o regiune comună numită bază (B). Celelalte două regiuni sînt denumite emitor (E) și colector (C). Conductibilitatea celor trei regiuni este alternantă. În cazul în care cele două regiuni extreme sînt de tip n și delimitează o regiune comună de tip p, tranzistorul este de tip npn. În caz contrar, tranzistorul este de tip pnp (fig. II.14).

Joncțiunea cuprinsă între emitor și bază se numește joncțiune emitor-bază (EB), iar joncțiunea cuprinsă între bază și colector se numește joncțiune bază-colector (BC).



II.14. Dispunerea joncțiunilor și simbolurile tranzistoarelor.

a) Tranzistoare de tipul *pnp*
b) Tranzistoare de tipul *npn*

Funcționarea tranzistorului este explicată mai jos pentru un tranzistor de tip *npn*, folosit cel mai frecvent în ultimii ani.

În fig. II.15 este prezentat un tranzistor *npn* care este polarizat astfel: joncțiunea *BE* este polarizată direct de sursa de tensiune E_{BE}, iar joncțiunea *BC* este polarizată în sens invers de sursa de tensiune E_{BC}; curenții principali din tranzistor, după cum se vede în fig. II.15, sînt: un curent mare, dat de circulația electronilor, numit curent de purtători majoritari și un curent mult mai mic, format din goluri, numit curent de purtători minoritari.

În cele ce urmează acest curent va fi neglijat.

Sub acțiunea tensiunii E_{BE} electronii din emitor vor traversa în număr mare joncțiunea *EB*, intrînd în secțiunea bazei. Aici, ei se vor recombina, în parte, cu golurile din bază. Fracțiunea care se va recombina va fi mică din cauza dopării mai slabe a bazei și a grosimii foarte mici a acesteia. Majoritatea electronilor ajung în apropierea joncțiunii bază-colector, pe care o traversează, fiind accelerați de cîmpul electric puternic, creat de tensiunea E_{BC}.

Curentul care intră în bază I_B va fi format de golurile care iau locul celor care se recombină în bază.

Din figură se vede că:

$$I_E = I_B + I_C \text{ și } I_C = \alpha I_E.$$

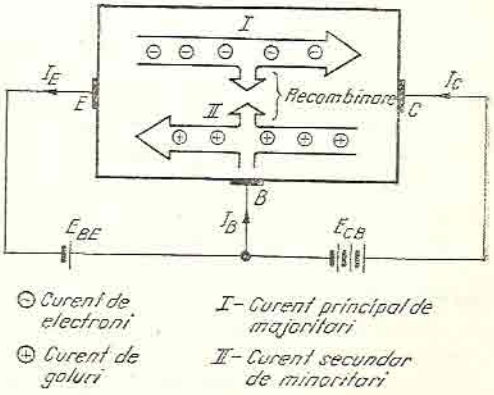
Aici α reprezintă fracțiunea din curentul de emitor care ajunge și în circuitul de colector. În general, $\alpha = 0{,}900...0{,}999$. Din ecuațiile de mai sus se obține prin transformări simple:

$$I_C = \frac{\alpha}{1-\alpha} I_B \text{ și notăm } \frac{\alpha}{1-\alpha} = \beta.$$

β este un coeficient care arată de cîte ori este mai mare curentul de colector față de curentul de bază de care este determinat.

În cele mai multe cazuri $\beta = 10...1\,000$.

În concluzie, un curent mic de bază va determina apariția unui curent de colector de valoare mult mai mare.



II.15. Principalii curenți care circulă prin tranzistorul bipolar.

Are loc deci o amplificare de curent. Curentul de colector nu va fi influențat decît în mică măsură de tensiunea E_{BC}, dacă aceasta depășește o valoare de ordinul cîtorva zecimi de volt notată în catalog cu V_{CEsat}.

Simbolul utilizat pentru tranzistorul bipolar este cel arătat în fig. II.14. Săgeata este plasată întotdeauna pe emitor, iar sensul ei indică sensul de trecere a curentului prin joncțiunea bază-emitor.

POVESTEA TRANZISTORULUI

Tranzistorul — considerat aproape în unanimitate ca realizare colectivă, de echipă, a lui W. Shockley, J. Bardeen și W. H. Brattain — a apărut, după cum se știe, în 1948. Opt ani mai tîrziu, cei trei oameni de știință primeau gloria și cîte o treime din suma oferită de Fundația Nobel „pentru cercetările lor asupra semiconductoarelor și descoperirea efectului tranzistor". În acel an, 1956, echipa era însă divizată. W. Shockley lucra la „Semiconductor Laboratory of Beckman Instruments" în California, J. Bardeen trecuse în 1951 la „University of Illinois" și doar W. H. Brattain rămăsese la „Bell Telephone Laboratories". Era, de fapt, cel mai vechi acolo și a rămas fidel instituției aproape 40 de ani (1929—1967). În 1936, cînd W. Shockley s-a atașat grupului de cercetători ai Laboratoarelor „Bell Telephone" care studiau semiconductoarele, W. H. Brattain era deja unul din oamenii de bază ai grupului, era „practicianul". Devenit principalul teoretician, W. Shockley este numit în conducerea departamentului de semiconductoare. Intrarea Statelor Unite în război orientează cercetările spre studiul germaniului și siliciului, pentru utilizarea lor în special la detectoarele pentru microunde. Legat de aceasta, bazat pe o idee mai veche a lui Oscar Heil, W. Shockley își propune realizarea unor dispozitive semiconductoare capabile să amplifice semnale la nivele cel puțin comparabile cu amplificarea triodei. În esență era vorba de modularea rezistenței unui strat subțire de germaniu prin intermediul unui cîmp electric exterior, aplicat printr-un electrod izolat de strat. S-a obținut, într-adevăr, o amplificare a semnalelor aplicate, dar cu mult mai mică decît cea prevăzută teoretic de către W. Shockley. Încercarea de explicare a reușitei parțiale îi prilejuiește lui J. Bardeen avansarea unor idei noi cu privire la comportarea electronilor și golurilor. Verificarea ideilor de către W. H. Brattain este făcută pornind de la un contact punctiform metal-semiconductor, wolfram-germaniu. Căutînd să măsoare rezistența ansamblului, Brattain explorează zona vecină contactului cu un electrod fin de wolfram. Constată că într-o regiune foarte apropiată primului electrod apar fenomene noi. Împreună cu J. Bardeen anunță, într-un articol publicat în „Physical Review", nr. 74 din 1948, realizarea tranzistorului cu contacte punctiforme. Teoria sa va fi pusă la punct în aprilie 1949. În același număr, în continuarea acestui articol, revista publica însă și un material semnat de W. Shockley și G. L. Pearson în care era anunțată posibilitatea realizării unui tip nou de tranzistor, numit ulterior tranzistor cu efect de cîmp (TEC) (în l. engleză FET—field-effect transistor). În știința și tehnica anilor următori nu se va impune însă nici unul dintre ele.

Într-un articol publicat în iulie 1949, în care era prezentată teoria joncțiunii *pn*, W. Shockley studia și un alt tip de tranzistor, format din două joncțiuni foarte apropiate, polarizate în sens contrar și conținute în același cristal semiconductor. Studiat teoretic înainte de a fi realizat practic, tranzistorul cu joncțiuni, descris în iulie 1951 de Shockley, Sparks și Teal se baza pe efectul tranzistor la care se va

referi motivarea înscrisă pe diplomele oferite de Fundația Nobel.

Multă vreme, într-o prezentare foarte superficială, tranzistorul cu joncțiuni a fost prezentat fie ca un „sandwich" de trei regiuni dopate diferit, așezate în ordinea *pnp* sau *npn*, fie ca un montaj de două diode semiconductoare, montate în opoziție, cărora li se asigură o bază comună. Și una și alta dintre prezentări sînt admisibile, dar cu mici corecții... esențiale. Prima devine aproape corectă numai dacă se găsește imaginea unui „sandwich" fără tăieturi nete. De fapt, este vorba de a realiza în același material regiunile *pnp* sau *npn* ce alcătuiesc emitorul, baza și colectorul. Atît primei, cît și celei de-a doua prezentări trebuie să i se aducă un corectiv referitor la bază. Baza trebuie să aibă o astfel de lățime încît una dintre joncțiuni (colector-bază) să fie situată în regiunea de trecere a celei dintîi (emitor-bază), sau, mai corect spus, lățimea bazei să fie mai mică decît lungimea de difuzie a purtătorilor în bază. Numai în acest mod se poate asigura un control al curentului prin joncțiunea colector-bază prin curentul din joncțiunea emitor-bază. Este tocmai esența efectului tranzistor pentru care cei trei oameni de știință au primit în 1956 Premiul Nobel pentru fizică.

W. Shockley nu a abandonat însă ideea realizării unui dispozitiv semiconductor, a cărui funcționare să se bazeze pe „efectul de cîmp" exterior. În 1952 el publica un studiu asupra unui tranzistor în care curentul să fie dat numai de un tip de purtători; controlul său urma să se facă prin intermediul unui cîmp electric aplicat, utilizîndu-se un electrod exterior. Idee extrem de fertilă pentru dezvoltarea ulterioară a electronicii.

Prin urmare, în perioada anilor 1948—1952 au fost finalizate sau începute cercetări în urma cărora au rezultat:

— *tranzistorul cu contacte punctiforme* al lui Bardeen și Brattain (care nu s-a impus tehnicii datorită imposibilității repetării unor caracteristici identice pentru un mare număr de exemplare).

— *tranzistorul cu joncțiuni* al lui Shokley, Sparks și Teal (a cărui dezvoltare spectaculoasă, mai ales datorită punerii la punct a unor tehnologii noi, a permis electronicii salturi extraordinare).

— *tranzistorul cu efect de cîmp* al lui Shockley (care a permis practic, în zilele noastre, trecerea la circuite integrate).

Se remarcă și faptul că în articolul lui Shockley apare explicit și termenul „tranzistor unipolar cu efect de cîmp". Construcția îngloba toate elementele conținute în denumire. Avea două joncțiuni create de o parte și de alta a unei bare de germaniu de tip *n*. Peste regiunile *p* depuse se aplicau contacte metalice ce constituiau *poarta*. La cele două capete avea cîte un contact metalic, fiecare formînd electrodul *sursă*, respectiv *dren*ă. Curentul care circula prin dispozitiv între sursă și drenă era format dintr-un singur tip de purtători (deci *tranzistor unipolar*). Conductibilitatea fiind modulată prin intermediul cîmpului aplicat pe poartă, rezultă un *tranzistor unipolar cu efect de cîmp*. Dar, procedeele tehnologice (mascarea, difuzia, pasivizarea suprafețelor etc.) fiind în curs de perfecționare nu se putea trece la fabricarea lor în serie. Ideea a dat roade rapid. Alte grupuri de cercetători au preluat-o căutînd să o îmbunătățească. În anul următor, 1953, G. L. Pearson anunța o nouă realizare experimentală, dar neconcludentă (ca și aceea ale lui G. C. Dacey și I. M. Ross din 1953 și 1955) în raport cu tranzistoarele cu joncțiuni care începeau să invadeze piața. Ele au încheiat destul de scurta perioadă lamelară a tranzistoarelor cu efect de cîmp. În 1958, în Franța, Stanislas Teszner trecea de la blocul paralelipipedic de material semiconductor la o bară cilindrică pe care, realizînd aceeași construcție, reușește să pună la punct primul tranzistor cu efect de cîmp comercial: *technetronul*. La aplicarea unor tensiuni mari se forma în masa blocului, între sursă și drenă, un canal circular de diametru foarte mic, prin care circulau electroni. Deși avea un cîștig apreciabil de putere și prezenta o bună funcționare la frecvențe înalte, nu permitea o

disipare corespunzătoare a puterii, ceea ce a dus la realizarea unei noi structuri. Același Teszner lansa în 1961 structura multicanal, cunoscută sub numele de *gridistor*. De partea cealaltă a oceanului, cercetătorii americani menținеau avantajul dobîndit în domeniul dispozitivelor semiconductoare. Hotărîtoare era tot tehnologia. Difuzia și mai ales *mascarea* cu SiO_2 (v. *Germaniu sau siliciu?*) au permis elaborarea de structuri de tranzistoare cu efect de cîmp (TEC) performante și, mai ales, trecerea la un nou tip: tranzistorul cu efect de cîmp cu oxizi (MOS TEC) (MOSFET = *M*etal — *O*xide — *S*emiconductor *F*ield *E*ffect *T*ransistor), datorită cercetărilor lui Khang și Atalla (1960).

Cîmpul cercetărilor devine în jurul anilor 1960 aproape... exploziv. Apăreau noutăți remarcabile aproape în fiecare număr al revistelor de specialitate. Tranzistorul cercetătorilor nu mai era însă „dispozitivul semiconductor cu trei electrozi, îndeplinind în general funcțiile triodei", cum era definit în dicționare. Deja emitorul, baza și colectorul erau denumiri proprii unui anume tip de tranzistor: cel bipolar, cu joncțiuni, devenit atît de repede „clasic". Pentru tranzistorul cu efect de cîmp existau denumiri pentru care se căutau, în alte limbi, echivalențe cît mai apropiate (de exemplu, drena era tradusă uneori „electrodul-sorb"). În 1961, P. Weimer anunța o altă categorie de tranzistoare, în care cu mare greutate se mai puteau identifica și electrozii obișnuiți conținuți în tranzistoarele cu efect de cîmp. Era vorba de tranzistoarele cu straturi subțiri (TFT = *T*hin *F*ilm *T*ransistor).

Odată cu MOS TEC și TEC, electronica păsise din „era tranzistorului" în „era circuitului integrat". Pentru cercetători, tranzistorul își încheia acum o scurtă, dar glorioasă existență. În numai 10 ani (1952—1961) a generat nenumărate schimbări în cele mai diverse domenii, cu implicații încă incalculabile asupra dezvoltării lor ulterioare. Este și încă va mai fi utilizat. Așa cum tuburile electronice au rezistat și rezistă asaltului tranzistorului și acesta va rămîne multă vreme de neînlocuit în anumite aplicații. Rolul său hotărîtor în domeniul electronicii l-a preluat însă circuitul integrat.

(Vasile Văcaru)

II.3.1. Moduri fundamentale de conectare a tranzistoarelor

Se folosesc curent trei moduri fundamentale de conectare:

a. cu baza comună *(BC)* (fig. II.16a);

b. cu emitor comun *(EC)* (fig. II.16b);

c. cu colector comun (*CC*) (fig. II.16c).

Circuit cu baza comună (BC). În fig. II.17 este prezentat circuitul cu baza comună. Polarizarea, care înseamnă aplicarea unei tensiuni pe joncțiunea *BE* în sensul de deschidere a ei, este asigurată de sursa E_E.

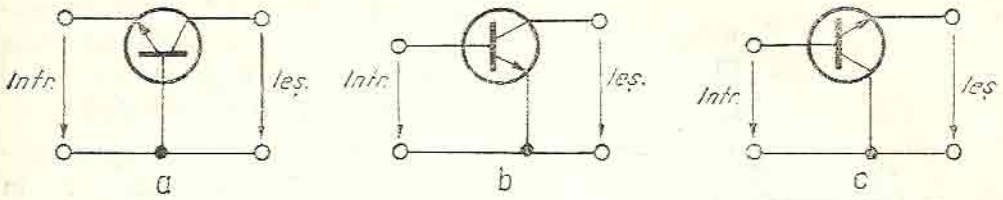
Caracteristica de intrare care exprimă variația curentului de intrare I_E, în funcție de tensiunea de intrare (U_{EB}), arată ca în fig. II.17b.

Caracteristica de ieșire, ce exprimă variația curentului de colector I_C în funcție de tensiunea U_{CB} la diferite valori ale curentului de bază I_B, este prezentată în fig. II.17c.

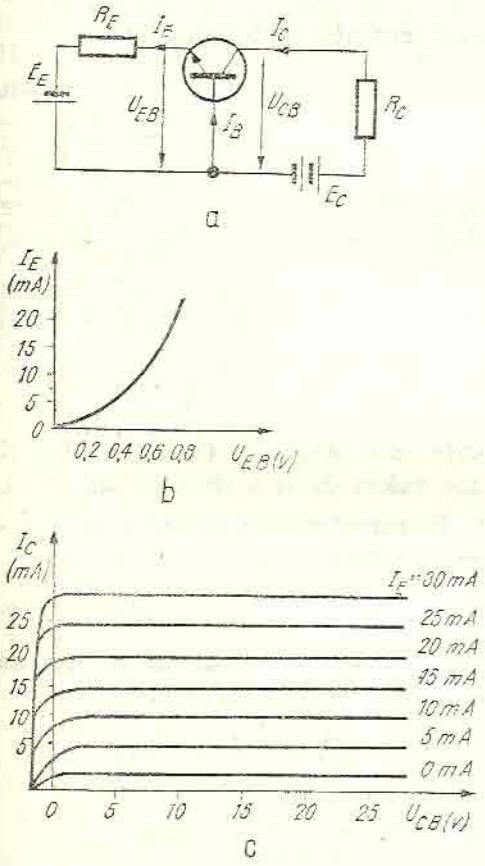
Caracteristicile de intrare și ieșire ale tranzistorului în montaj *BC* sînt mai puțin folosite în practică.

Amplificarea în curent este aproape de unitate:

$$A_i = \frac{I_C}{I_E} = \alpha.$$



II.16. Moduri fundamentale de conectare a tranzistoarelor.
a) Montaj cu baza comună (*BC*)
b) Montaj cu emitorul comun (*EC*)
c) Montaj cu colectorul comun (*CC*)



II.17. Tranzistor în montaj *BC*.
a) Schema electrică
b) Caracteristica de intrare a tranzistorului în montaj BC
c) Caracteristica de ieșire a tranzistorului în montaj BC

Amplificarea în tensiune este mare:

$$A_C = \frac{\Delta U_{CB}}{\Delta U_{EB}} \cong \frac{R_C}{R_E}.$$

Dacă, de exemplu, $R_C = 8$ kΩ și $R_E = 100$ Ω, etajul are o amplificare de tensiune $A_U = 80$. De remarcat că etajul nu inversează faza semnalului la ieșire. Dacă, de exemplu, U_{CE} crește are loc și o creștere a U_{CB}.

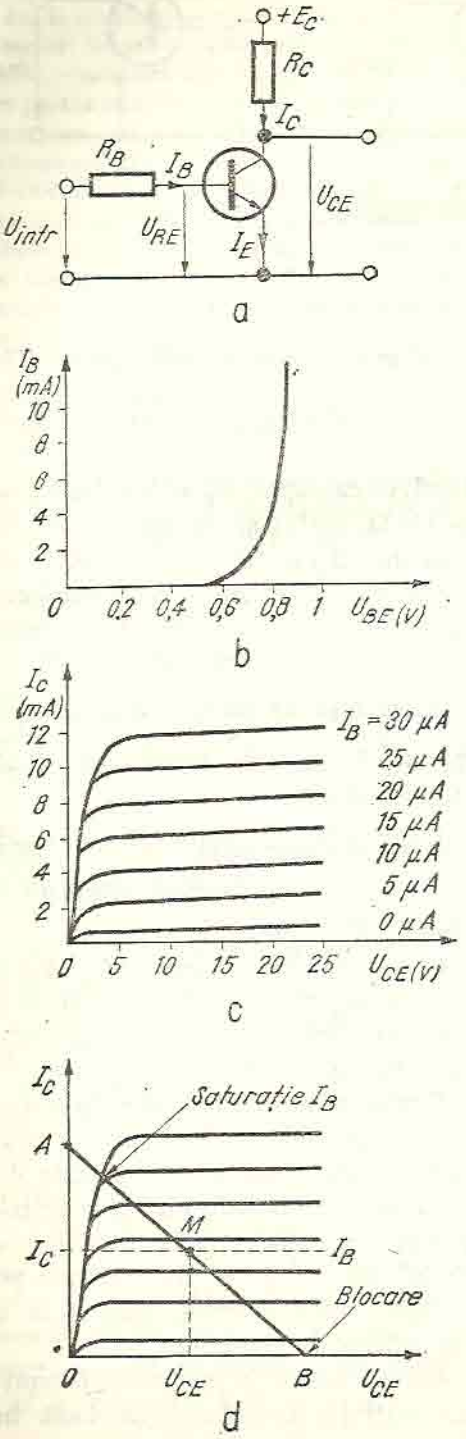
Rezistența de intrare $R'_{in} = \frac{\Delta U_{BE}}{\Delta I_E}$ este mică, de zeci—sute de ohmi, pînă la kiloohmi.

Rezistența de ieșire $R_{ieș} = \frac{\Delta U_{CB}}{\Delta I_C}$ este mare, de zeci—sute de kiloohmi, pînă la megohmi.

Circuit cu emitor comun (EC). Acest tip de circuit este folosit cel mai frecvent. Schema de principiu este dată în fig. II.18.

Etajul este caracterizat prin aceea că în circuitul de bază tranzistorul este comandat cu un curent mic de bază, amplificat prin circuitul de colector. Acest curent va produce la rîndul său o cădere de tensiune pe rezistența din colector, ducînd la o amplificare de tensiune.

Caracteristica de intrare care exprimă variația curentului de bază în



funcție de tensiunea U_{BE}, este prezentată în fig. II.18b. Se observă că se aseamănă foarte bine cu cea a unei joncțiuni *pn* în conducție directă.

Caracteristica de ieșire exprimă variația curentului de colector I_C în funcție de tensiunea U_{CE}, la diferite valori ale curentului de bază (fig. II.18c).

Creșterea tensiunii de colector duce la o foarte ușoară mărire a curentului de colector. Se zice că are loc „saturarea" curentului de colector.

Raportul $\frac{I_C}{I_B} = \beta$ se numește „raport de transfer direct de curent, „notat în cataloagele de tranzistoare cu h_{21e}. Amplificarea de curent este mai mare decît la montajul cu baza comună.

Pe caracteristica de intrare se determină rezistența dinamică de intrare:

$$R_{in} = \frac{\Delta U_{BC}}{\Delta I_B},$$

care este notată în catalog cu h_{11e} și are valori de sute de ohmi-kiloohmi.

Pe caracteristica de ieșire se determină rezistența dinamică de ieșire:

$R_{ie} = \frac{\Delta V_c}{\Delta I_c}$, notată în catalog cu h_{22e}.

De asemenea, se trasează dreapta de sarcină care are ecuația:

$$E_c = R_c I_c + U_{CE}.$$

II.18. Tranzistor în montaj *EC*.
a) Schema electrică
b) Caracteristica de intrare a tranzistorului în montaj EC
c) Caracteristica de ieșire a tranzistorului în montaj EC
d) Dreapta de sarcină a punctului de funcționare la montaj EC

Pentru trasare se folosesc două puncte (fig. II.18d).

$$A:\ U_C = 0 \Rightarrow I_C = \frac{E_c}{R_c}.$$

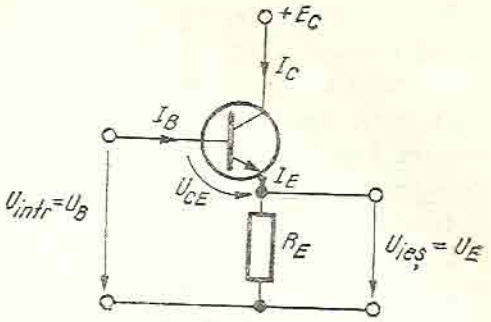
$$B:\ I_C = 0 \quad U_{CE} = 0.$$

Pe dreapta de sarcină se alege punctul de funcționare notat cu M, a cărui importanță va fi arătată la regimurile de funcționare ale tranzistorului.

Circuit cu colector comun (CC). Schema tipică este prezentată în fig. II.19. Aplicînd o tensiune la intrarea etajului (U_{BE}) acesta va produce un curent de bază I_E, care va produce, la rîndul lui, un curent mai mare I_B. Curentul de emitor va determina pe rezistența R_e tensiunea $U_{ieș}$. Această tensiune va fi mai mică decît tensiunea de intrare, pe care nu va putea niciodată să o depășească. Amplificarea în tensiune va fi subunitară. Amplificarea în curent:

$$A_i = \frac{\Delta I_E}{\Delta I_B} = 1 + \beta.$$

Rezistența de intrare este mare:



II.19. Tranzistor în montaj CC.

$$R_{intr} = \frac{\Delta U_{BE}}{\Delta I_B} = (1 + \beta) R_E.$$

Rezistența de ieșire:

$$R_{ieș} = \frac{\Delta U_{ieș}}{\Delta I_E} = \frac{R_S}{1 + \beta},$$

unde R_S este rezistența internă a sursei care dă semnal la intrare. Aceștia sînt parametri dinamici, adică de curent alternativ.

Acest tip de montaj se mai numește „repetor pe emitor" pentru că, practic, tensiunea de intrare este repetată la ieșire, dar amplificată în putere.

Putem sistematiza principalele caracteristici ale celor trei tipuri de montaj în tabelul următor:

Caracteristici	*Montaj* BC	*Montaj* EC	*Montaj* CC
Rezist. de intrare (R_{in})	zeci și sute de ohmi... kiloohmi	sute de ohmi... ... kiloohmi	sute de kiloohmi ... megohmi
Rezist. de ieșire ($R_{ieș}$)	zeci și sute de kiloohmi... ... megohmi	zeci de kiloohmi ... sute de kiloohmi	zeci de kiloohmi ... sute de kiloohmi
Amplificarea de curent (A_i)	≈ 1	zeci ... sute	zeci ... sute
Amplificarea de tensiune (A_u)	zeci ... sute	zeci ... sute	≈ 1
Amplificarea de putere (A_p)	sute	mii	zeci
Faza de ieșire	în fază	antifază	în fază

În funcție de acești parametri putem concluziona că:

Montajul cu baza comună se folosește acolo unde trebuie adaptată o rezistență de ieșire mică la o rezistență de sarcină mare, amplificare în putere și tensiuni mari.

Montajul cu emitor comun este cel mai des folosit. Are amplificarea în tensiune și putere foarte mari. Se pot folosi și etaje succesive de acest tip conectate direct, ieșirea unuia cu intrarea celuilalt.

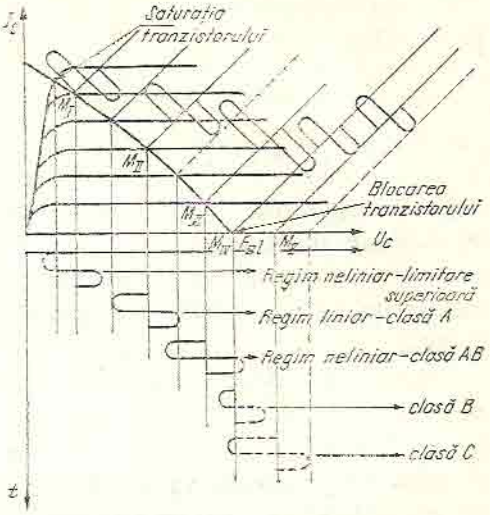
Montajul cu colector comun (repetor pe emitor) se folosește la adaptarea unei impedanțe mari de ieșire a sursei de semnal la o impedanță de sarcină redusă. Este larg folosit la amplificatoarele de joasă frecvență moderne, fără transformator de ieșire, și, de asemenea, pentru adaptarea la cablul coaxial de joasă impedanță.

II.3.2. Regimuri de funcționare

Prin regim de funcționare se înțelege modul în care lucrează etajul în ceea ce privește forma tensiunii de ieșire raportată la cea de intrare.

Regimul de funcționare poate să fie liniar sau neliniar, așa cum se arată în fig. II.20. Regimul depinde de locul unde este plasat pe dreapta de sarcină punctul de funcționare M, precum și de amplitudinea semnalului aplicat la intrare.

Cel mai mult folosit este regimul în clasă A, cînd semnalul la ieșire este amplificat liniar. În diferite situații se folosesc și celelalte regimuri. Pentru amplificarea de putere se folosește regimul AB sau B, iar pentru amplificarea de putere de radiofrecvență



II.20. Regimurile de funcționare ale tranzistorului.

sau multiplicarea de frecvență se folosește clasa C. Randamentul cel mai bun se obține în clasa C, cînd puterea disipată de dispozitiv este mult mai mică față de situația în care etajul ar lucra în clasa A.

II.3.3. Catalogul de tranzistoare

Cataloagele de tranzistoare dau informații detaliate asupra diferitelor tipuri de tranzistoare.

Principalii parametri prezentați sînt:

Valori maxime (în condiții prezentate la fiecare tip de tranzistoare în parte):

V_{CBO} — tensiunea colector—bază maximă;

V_{EBO} — tensiunea emitor—bază maximă;

V_{CE} — tensiunea emitor-colector la un curent de colector specificat;

I_C — curentul maxim de colector;

P_{tot} — puterea totală disipată;

T — temperatura maximă a joncțiunii.

Caracteristici statice:

h_{21e} — raportul static de transfer direct de curent în montaj cu emitorul comun;

I_{CBO} — curent rezidual de colector;

V_{BE} — tensiunea bază—emitor;

$V_{CE\ sat}$ — tensiunea de saturație colector—emitor;

$V_{BE\ sat}$ — tensiunea de saturație bază emitor.

Toți acești parametri sînt considerați într-un anumit punct de funcționare, explicitat în catalog.

Caracteristici dinamice:

fT — frecvența de tranziție;

C_{22b} — capacitatea de ieșire în montaj cu baza comună;

C_{11b} — capacitatea de intrare la același tip de montaj;

F — factorul de zgomot.

Parametrii hibrizi h. Descriu cel mai bine comportarea tranzistoarelor în circuite de joasă frecvență. Dacă se notează cu U_1, I_1 tensiunea și, respectiv, curentul la intrare și cu U_2, I_2 tensiunea și, respectiv, curentul la ieșire, parametrii au următoarele semnificații:

$h_{11} = \frac{U_1}{I_1}\Big| U_2 = 0$ — impedanța de intrare cu ieșirea în scurtcircuit (în Ω);

$h_{12} = \frac{U_1}{I_2}\Big| I_1 = 0$ — factorul de transfer în tensiune cu intrare în gol (factorul de reacție inversă) (fără dimensiuni);

$h_{21} = \frac{I_2}{I_1}\Big| U_2 = 0$ — factorul de transfer direct cu ieșirea în scurtcircuit (amplificarea directă de curent) (fără dimensiuni);

$h_{22} = \frac{I_2}{U_2}\Big| I_1 = 0$ — admitanța (inversul impedanței) de ieșire cu intrarea în gol (în Ω^{-1}).

Pentru fiecare mod de conexiune se folosesc indici suplimentari: în montaj BC — indicele b, în montaj EC — indicele e, în montaj CC — indicele c. De ex. h_{12e}, h_{22c} etc.

Parametrii h se numesc hibrizi, deoarece au dimensiuni diferite.

În alte literaturi de specialitate indicii sînt notați cu cîte o literă în loc de două cifre, astfel:

i (în loc de 11) = intrare (input);

o (în loc de 22) = ieșire (output);

f (în loc de 21) = transfer direct (forward transfer);

r (în loc de 12) = transfer invers (reverse transfer).

Factorii de amplificare în c.a. — h_{21} au valori destul de apropiate de factorii de amplificare în c.c. corespunzători. Deci $h_{21b} \simeq -\alpha$, iar $h_{21e} \simeq \beta$.

Parametrii y sau de admitanță. Descriu comportarea tranzistoarelor la frecvențe înalte și au următoarele semnificații:

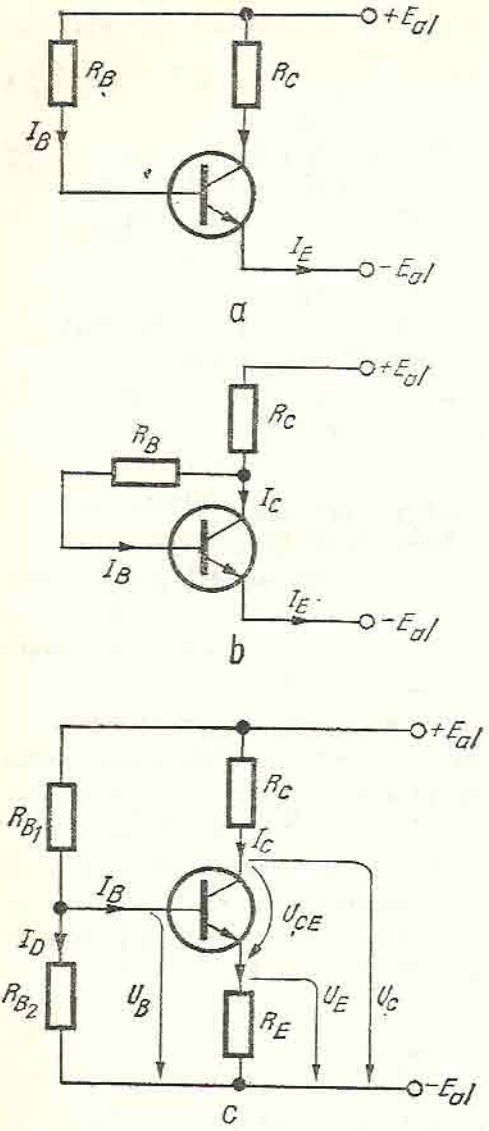
y_{11} — admitanță la intrare pentru ieșirea în scurtcircuit;

y_{12} — admitanță inversă de transfer cu intrarea în scurtcircuit;

y_{21} — admitanța directă de transfer cu ieșirea în scurtcircuit (denumită și pantă);

y_{22} — admitanța de ieșire cu intrare în scurtcircuit.

Sînt date, de asemenea, multe caracteristici care exprimă variația diferiților parametri în diferite puncte de funcționare.



II.21. Polarizarea tranzistorului.
a) Polarizare simplă, cu rezistență de polarizare
b) Polarizare cu o singură rezistență, cu reacție negativă de tensiune
c) Polarizare cu divizor de tensiune și rezistență de stabilizare termică.

II.3.4. Polarizarea tranzistoarelor

Polarizarea are drept scop asigurarea unui curent de bază dat, pentru ca tranzistorul să funcționeze într-un anumit punct de funcționare.

Cel mai simplu circuit de polarizare este prezentat în fig. II.21a. Curentul de bază este produs de E_{al}, prin R_B, legat în serie cu joncțiunea emitor—bază. Acest tip de polarizare, deși simplu de realizat, nu este mult folosit pentru că montajul este instabil din punct de vedere termic. O creștere cît de mică a temperaturii determină o creștere însemnată a curentului de colector, ducînd la schimbarea punctului de funcționare, lucru nedorit.

O altă variantă este cea din fig. II.21b. Aici R_B nu mai este legat direct la tensiunea $+E_{al}$, ci în colector. Orice creștere a lui I_C duce la mărirea căderii de tensiune pe R_C, deci la micșorarea tensiunii U_C, care micșorează, la rîndul ei, curentul de bază și deci și curentul de colector. Are loc o reacție negativă între colector și bază care micșorează amplificarea, dar asigură și o bună stabilizare termică. Această variantă este folosită pentru semnale de intrare ce nu depășesc 1,4 V. Rezistența de intrare a etajului este de ordinul zecilor de kΩ.

Cel mai des folosit tip de polarizare este cel cu divizor rezistiv în bază și cu rezistor de stabilizare termică în emitor. De notat că acest tip de polarizare poate fi folosit pentru oricare din modurile fundamentale de cuplare a tranzistorului (*BC*, *EC* și *CC*) și diferă numai locul unde se aplică tensiunea de intrare și de unde se culege tensiunea de ieșire.

În fig. II.21c observăm că prin montaj circulă următorii curenți: I_B— produs de E_{al} prin rezistorul RB_1

joncțiunea BE, și prin rezistorul R_E la $-E_{al}$ (acesta este de ordinul μA... zeci de μA);

I_C — circulă de la $+E_{al}$, prin R_C, joncțiunea CB, joncțiunea BE, prin R_E la $-E_{al}$;

I_E — este suma dintre I_B și I_C;

I_D — este curentul prin divizorul de polarizare și se ia de obicei de circa 10...15 ori mai mare decît curentul de bază I_B.

Calculul polarizării unui etaj se face diferit, în funcție de scopul urmărit. Totuși, pentru amplificatoare nepretențioase se poate alege o linie generală, care ține cont de următoarele:

a) R_E trebuie să fie relativ mic (sute de ohmi, kiloohm), pentru a nu avea o tensiune U_E prea mare;

b) R_C se alege la o valoare de ordinul kiloohmilor, în funcție de amplificarea dorită;

c) Rezistoarele de polarizare R_{B1} și R_{B2}, legate în paralel $\left(R_p = \frac{R_{B1} + R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}}\right)$ trebuie să fie alese în așa fel încît $R_p \approx (10...15) \times R_E$.

Calculul decurge astfel:

1) Se stabilește un punct de funcționare M, caracterizat de I_C, U_{CE}, și I_B pe caracteristica de ieșire a tranzistorului de montaj E_C;

2) Se alege căderea de tensiune pe R_E;

$$U_E = (1 - 3)\text{V};$$

3) Se calculează R_E;

$$R_E = \frac{U_E}{I_C};$$

4) Calculăm tensiunea pe bază:

$U_B = U_{BE} + (I_B + I_C)R_E + I_B R_p$, unde $R_p = (10...15) \times R_E$,

iar $U_{BE} = \begin{cases} 0{,}2\text{ V pentru tranzistoare cu germaniu} \\ 0{,}6\text{ V pentru tranzistoare cu siliciu și este tensiunea de deschidere a tranzistorului.} \end{cases}$

5) Se calculează R_{B1} și R_{B2}:

$$R_{B1} = R_p \cdot \frac{E_{al}}{U_B},$$

$$R_{B2} = \frac{R_1 R_p}{R_1 - R_p}.$$

6) Rezistența de colector se calculează în funcție de amplificarea de tensiune dorită:

$$R_C = \frac{A_u}{y_{21e}},$$

y_{21e} se ia din catalog și dacă nu se găsește se calculează

$$y_{21e} = \frac{h_{21e}}{h_{11e}}$$

(y_{21e} reprezintă panta tranzistorului).

Se verifică dacă:

$$U_C > U_E + U_{CEsat},$$

unde U_{CEsat} pentru curentul I_C ales este dat în catalog.

Exemplu practic. Să se calculeze circuitul de polarizare a unui tranzistor în punctul de funcționare:

a) $I_C = 1$ mA

$E_{al} = 9$ V; $I_B = 5\mu$A; tranzistor cu siliciu.

b) $U_E = 2$V.

c) Calculăm

$$R_E = \frac{U_E}{I_C} = \frac{2\ V}{1\,mA} = 2\ \text{k}\Omega.$$

d) Calculăm tensiunea pe bază cu formula prezentată anterior în care se iau:

$U_{BE} = 0{,}6$ V (tranzistor cu siliciu),
$R_p = 10 \times R_E = 20$ kΩ,
$I_C + I_B \approx I_C = 1$ mA,
$U_B = 0{,}6$ V $+ 2$ V $+ 0{,}1$ V $= 2{,}7$ V.

e) Calculăm R_{1B}, R_{B4}:

$$R_{B1} = 20 \text{ kΩ} \cdot \frac{9V}{2{,}7\ V} = 66{,}6 \text{ kΩ};$$ se ia

$$R_{B1} = 62 \text{ kΩ}.$$

$$R_{B2} = \frac{62 \cdot 20}{42} = 30 \text{ kΩ}.$$

Notă: Valorile rezultate din calcule vor fi rotunjite la prima valoare standard mai apropiată.

f) Pentru calculul R_C admitem ca tensiunea U_{CE} să fie jumătate din tensiunea rămasă disponibilă, adică din:

$$E_{al} - U_{CE},$$

deci:

$$U_{CE} = \frac{E_{al} - U_{CE}}{2} = 9\text{V} - 2\text{V} = 3{,}5 \text{ V}$$

și deci

$$U_C = 3{,}5 \text{ V} + 2 \text{ V} = 5{,}5 \text{ V}.$$

De aici,

$$R_C = \frac{E_{al} - U_C}{I_C} = \frac{9 \text{ V} - 5{,}5 \text{ V}}{1 \text{ mA}} = \frac{3{,}5 \text{ V}}{1 \text{m A}} = 3{,}5 \text{ kΩ}.$$

Cu această valoare amplificată în tensiune a etajului va fi $A_u = y_{21e} \cdot R_C$; pentru calcul vom lua y_{21e} din catalog de la tranzistorul respectiv, sau vom calcula

$$y_{21e} = \frac{h_{21e}}{h_{11e}}.$$

Decuplarea emitorului înseamnă a scurtcircuita din punct de vedere alternativ rezistența din emitor, pentru a nu produce o reacție negativă ce ar micșora amplificarea. Aceasta se face cu un capacitor a cărui valoare trebuie aleasă astfel încît reactanța lui, la cea mai joasă frecvență ce trebuie amplificată, să fie de 10...20 ori mai mică decît R_E.

$$C = \frac{R_E}{10 \ldots 20} \Rightarrow \frac{1}{\omega j C_E} = \frac{R_E}{10 \ldots 20},$$

$$C_E = \frac{10 \ldots 20}{\omega j R_E} = \frac{10 \ldots 20}{2 \pi f j R_E}.$$

Cuplarea intrării cu ieșirea etajului anterior se va face cu un capacitor a cărui valoare se alege ca și în cazul anterior: la cea mai joasă frecvență reactanța să fie de 10...20 ori mai mică decît R_B, în paralel cu rezistența de intrare în etaj:

$$C_c = \frac{10 \ldots 20}{\omega j (R_B \parallel R_{intr})} = \frac{10 \ldots 20}{2 \cdot \pi \cdot f j \cdot (R_B \parallel R_{intr})}.$$

Dacă se folosește alt tip de montaj, atunci formula de mai sus va deveni:

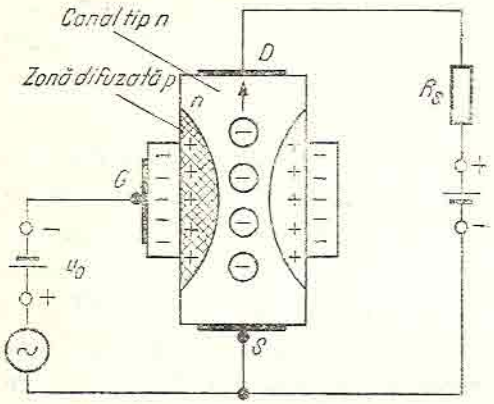
$$C_c = \frac{10 \ldots 20}{2 \cdot \pi \cdot f j \cdot R_{intr}}$$

(Ilie Matra)

II.4. TRANZISTORUL CU EFECT DE CÎMP (TEC ȘI MOS TEC)

Tranzistorul cu efect de cîmp TEC (FET) se bazează pe controlul curentului electric ce trece prin dispozitiv cu ajutorul unui cîmp electric.

Curentul electric trece printr-un canal a cărui rezistență depinde de lățimea canalului, lățime determinată de cîmpul electric de control (fig. II.22).



II.22. Tranzistorul cu efect de cîmp (TEC).

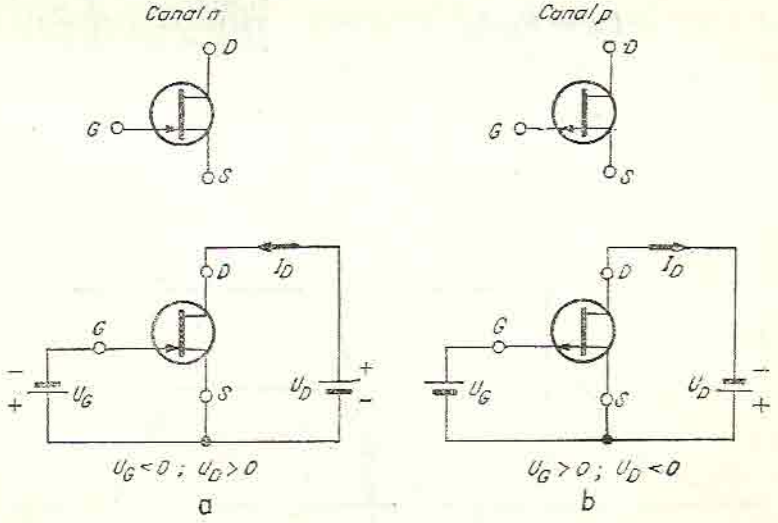
La extremitățile canalului, care poate fi realizat cu semiconductoare de tip n (cu canal n) sau de tip p (canal p), se găsește sursa S pentru introducerea curentului și drena D pentru extragerea curentului.

Datorită tensiunii aplicate între D și S purtătorii majoritari (electroni liberi în canalul n, respectiv golurile în canalul p) circulă prin canal, formînd un curent a cărui mărime este determinată de mărimea secțiunii (lățimea) canalului, deci de potențialul aplicat electrodului numit grilă (G) sau poartă. Întrucît curentul de drenă este format numai din purtători majoritari, acest tranzistor se mai numește și *tranzistor unipolar*.

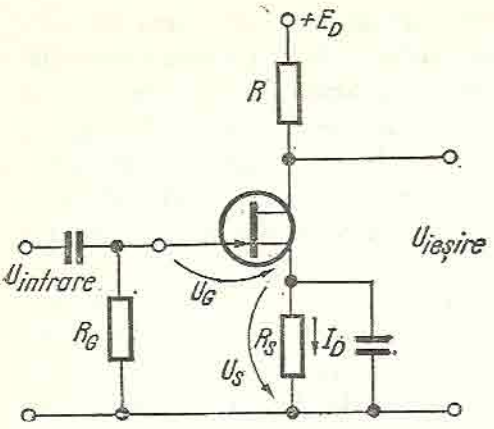
Tranzistoarele cu efect de cîmp pot fi cu grilă joncțiune (TEC) (fig. II.22) sau cu grilă izolată (MOS TEC) (zona difuzată p din fig. II.22. înlocuită cu un strat izolator — oxid de siliciu).

Comparînd tranzistoarele TEC cu cele bipolare (clasice) se constată că TEC au amplificare inferioară, prezintă impedanțe de intrare ridicate (asemănător tuburilor electronice) și sînt puțin influențate de temperatură.

În fig. II.23 sînt reprezentate simbolurile și sensurile normale ale curenților și tensiunilor pentru tranzistoare cu efect de cîmp cu joncțiune (TEC) cu canal n și p.



II.23. Simbolurile și polarizarea tranzistoarelor TEC
a) TEC cu canal p b) TEC cu canal n



II.25. Etaj amplificator cu TEC (sursă comună)

Caracteristicile statice $i_D = f(U_G)$ și $i_D = f(U_D)$ pentru TEC cu canal n sînt prezentate în fig. II.24.

Un exemplu de montaj a tranzistorului TEC este prezentat în fig. II.25 (sursă comună), în care tensiunea necesară pentru negativare se obține pe rezistorul R_S, a cărei valoare se obține din relația:

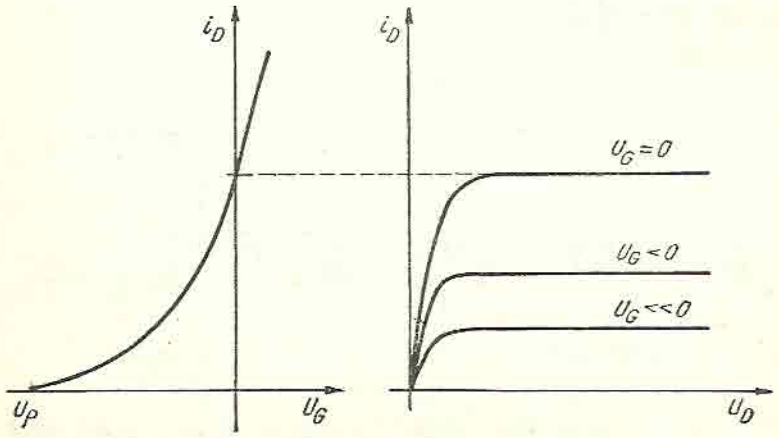
$$U_G = R_S \cdot I_D.$$

Polarizarea grilei se realizează prin R_G(0,8...10 MΩ), rezistență prin care curentul este neglijabil, deci căderea de tensiune este nulă.

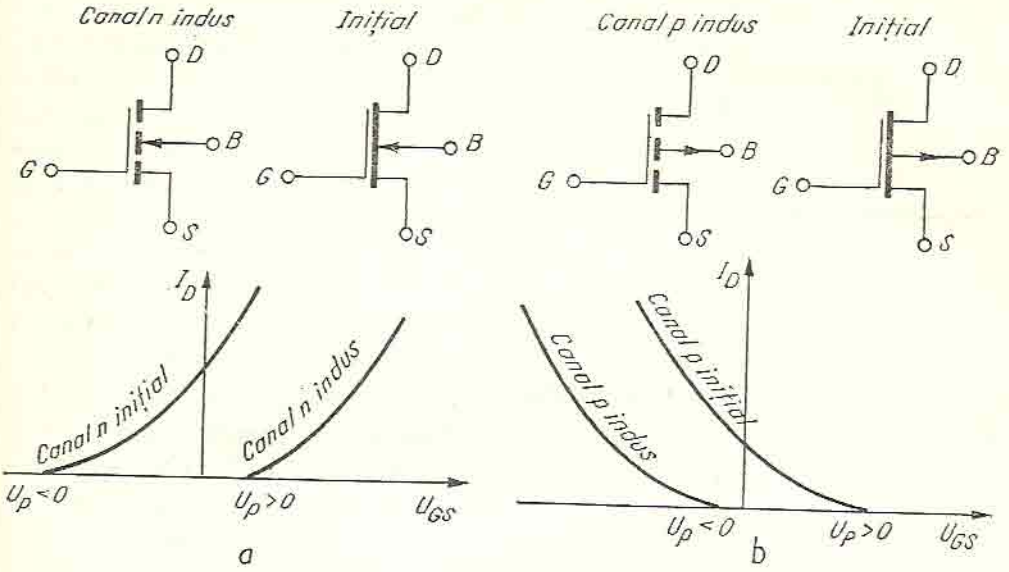
Tranzistoarele cu efect de cîmp cu grilă izolată (MOS TEC) pot fi și ele cu canal p sau n. La tranzistoarele MOS TEC canalul poate să existe sau nu la polarizare nulă a grilei ($U_{GS} = 0$); se fabrică, astfel, în funcție de necesități și aplicații, MOS TEC cu canal inițial și MOS TEC cu canal indus.

În fig. II.26 se dau simbolurile de reprezentare și caracteristica statică $i_D = f(U_{GS})$, unde electrodul notat cu B se numește substrat și se conectează de obicei la sursă.

Tranzistoarele cu efect de cîmp, datorită impedanței mare la intrare și a zgomotului mic, au multiple aplicații cum ar fi: amplificatoare de audio și de radiofrecvență, mixere, rezistență variabilă (controlabilă) etc.



II.24. Caracteristica statică a TEC



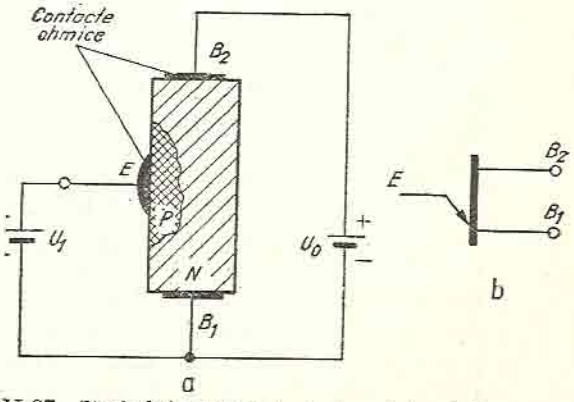
II.26. Simbolurile și caracteristicile statice ale tranzistoarelor MOS TEC cu canal inițial și canal indus.
a) Cu canal n b) Cu canal p

II.5. TRANZISTORUL UNIJONCȚIUNE (TUJ)

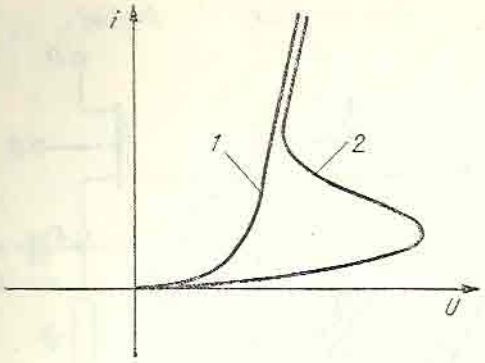
Denumit și *diodă cu bază dublă*, tranzistorul unijoncțiune are structura arătată în fig. II.27a și este format dintr-o bară de siliciu de tip *n*, care are la capete două contacte ohmice, denumite baze (B_1 și B_2), și aproximativ în mijlocul ei o joncțiune $p-n$, porțiunea p fiind denumită emitor E. Simbolul dispozitivului se arată în fig. II.7b.

Dacă bazele B_1 și B_2 sînt legate între ele, dispozitivul funcționează ca o simplă diodă, a cărui caracteristică tensiune curent se arată în fig. II.28.

Dacă între cele două baze se aplică o tensiune U_0, aceasta se va distribui uniform de-a lungul barei de siliciu. În dreptul joncțiunii $p-n$ potențialul față de B_1 este circa 0,5 U_0. Dacă pe emitor se aplică tensiunea $U_1 = 0{,}5\ U_0$, joncțiunea $E-B_1$ este polarizată direct, ceea ce determină apariția unui



II.27. Simbolul și structura tranzistorului unijoncțiune (TUJ)



II.28. Caracteristica *UI* a tranzistorului TUJ
1) B_1 și B_2 legate între ele
2) Cu tensiunea U_0 aplicată între B_1 și B_2

curent important prin joncțiune și o scădere a rezistenței zonei de tip *n*. Punctul cu potențialul 0,5 U_0 se deplasează instantaneu spre B_2, determinînd o creștere în continuare a curentului prin joncțiunea E — B_1. Întrucît această creștere a curentului este însoțită de scăderea tensiunii dintre E și B_1, caracteristica de funcționare va prezenta o regiune cu rezistență negativă (fig. II.28 — curba 2). După intrarea în conducție, dispozitivul se va comporta ca o diodă obișnuită.

Prezența în caracteristica U — I a regiunii cu o rezistență negativă permite utilizarea tranzistorului unijoncțiune în generatoare de impulsuri la comanda tiristoarelor sau în generatoare de tensiune liniar variabile.

GERMANIU SAU SILICIU

Se știe că primul tranzistor realizat practic, tranzistorul cu contacte punctiforme al lui W. Brattain și J. Bardeen era fabricat din germaniu. Mai mult, primul tranzistor cu joncțiuni, realizat în 1952 de S. Whockley, M. Sparks și G. Teal era din germaniu. Sub această formă s-a impus, ajungînd ca în următoarea perioadă de zece ani să domine piața dispozitivelor semiconductoare. Situația a început însă, încet-încet, să se schimbe. Realizarea, de către Gordon Teal, a primului tranzistor cu siliciu (1952) și progresele tehnologice ulterioare au schimbat raportul în favoarea siliciului. În plus, *tranzistoarele cu efect de cîmp*, care au început să apară odată cu *tecnetronul* lui Stanislas Teszner (1958) și au fost continuate cu *gridistorul* aceluiași Teszner, s-au realizat pe bază de siliciu. Apariția *circuitelor integrate* consacra, se pare, definitiv, siliciul ca principal material semiconductor. De ce era folosit germaniul în prima perioadă? (Cu atît mai mult cu cît în 1942 cercetările lui F. Seitz de purificare a materialelor semiconductoare se efectuau pe siliciu, iar procedeul de impurificare al lui Theureur era pus la punct, în anul următor, tot pentru siliciu. În plus, siliciul este unul dintre cele mai răspîndite elemente). Întrebarea poate căpăta cel puțin două răspunsuri. Unul ține de condițiile în care s-au făcut cercetările. Toate dispozitivele semiconductoare au apărut ca urmare a intensificării cercetărilor pentru punerea la punct a radarului. Ținînd seama de perioada de război, fiecare colectiv cerceta un anumit tip de material semiconductor. Deoarece la *Bell Telephone* se lucra cu germaniu, colectivul de specialiști condus de W. Shockley a reușit să realizeze primul tranzistor cu acest material.

Un alt răspuns ține de proprietățile germaniului. Principalii parametri ai materialelor semiconductoare, determinînd proprietățile fizice și, prin urmare, caracteristicile electrice sînt: conductivitatea la temperatura normală, lărgimea benzii de energie interzisă, mobilitatea electronilor, mobilitatea golurilor, concentrația intrinsecă, constanta de difuzie a electronilor,

constanta de difuzie a golurilor. Acestora li se adaugă parametri tehnologici, dintre care vom menționa: existența și posibilitățile de extracție, preparare și purificare, temperatura de topire, modul în care reacționează chimic în stare topită și la temperaturi înalte cu alte elemente; stabilitatea chimică a suprafeței ș.a. O parte din parametrii menționați sînt indicați în tabelul de mai jos.

Parametrul	*Simbol*	*Unitatea de măsură*	*Valori*	
			germaniu	*siliciu*
Lărgimea benzii interioare	E_G	eV	0,68	1,12
Concentrație intrinsecă	$n_i^2 = n \cdot p$	cm^{-6}	$5{,}8 \cdot 10^{26}$	$2{,}3 \cdot 10^{29}$
Mobilitate a electronilor	μ_n	cm^2/Vs	3 900	1 350
Mobilitate a golurilor	μ_p	cm^2/Vs	1 900	480
Constanta de difuzie a electronilor	D_n	cm^2/s	100	34,6
Constanta de difuzie a golurilor	D_p	cm^2/s	48,7	12,3
Lucrul de ieșire	Φ	eV	4,8	5,05
Temperatura de topire	Q_{top}	°C	937	1 417
Existența în scoarța pămîntului	—	%	0,07	27
Reactivitatea la temperatura de topire	—	—	relativ scăzută	ridicată

Studiul atent al datelor din tabel indică avantaje nete pentru germaniu (cu toate că germaniul este mult mai rar în comparație cu siliciul). Mai ales pentru faza de început a industriei dispozitivelor semiconductoare ele au fost hotărîtoare. De ce, totuși, siliciul a luat locul germaniului? Edificatoare în acest sens sînt cifrele care indică producția mondială de germaniu și siliciu cu utilizare expresă în industria electronică.

Se pare că din mulțimea de răspunsuri posibile se detașează cele de ordin tehnologic. În prima perioadă, germaniul se purifica mai ușor. În plus, principala metodă de realizare a joncțiunilor era metoda alierii, care are destule avantaje pentru germaniu, dar relativ multe inconveniente pentru siliciu (se realizează greu joncțiuni uniforme pe suprafețe mari, toate elementele grupei a V-a formează cu siliciul eutectice fragile și au coeficienți de dilatare termică neconvenabilă). Anul 1952 aducea o nouă metodă de obținere a monocristalelor, metoda topirii zonare (datorată lui W. G. Pfann).

Anul		1948	1951	1953	1955	1960	1963
Cantități (tone)	Ge	0,5	5	18,5	32	140	600
	Si	0,04	0,1	1,2	10	100	800

Prin utilizarea ei nu numai că se puteau obține și monocristale de siliciu de înaltă puritate, dar se putea realiza o concentrație uniformă a impurităților. În același an. Gordon Teal anunța realizarea primului tranzistor cu siliciu (joncțiuni *pn* fuseseră obținute deja de către G. Pearson).

În anul în care W. Shockley, J. Bardeen și W. Brattain primeau Premiul Nobel pentru fizică „pentru descoperirea efectului tranzistor", tot la *Bell Telephone*, C.S. Fuller anunța punerea la punct a unei noi metode de obținere a joncțiunilor. O variantă (difuzia cu gaz purtător în tub deschis, cea mai folosită pentru siliciu) asigura, în afara unei productivități ridicate, și posibilitatea realizării unor difuzii duble pentru structuri de tranzistoare. După ce, în anul următor, C. J. Frosch descoperea efectul de mascare cu oxid de siliciu (ceea ce dădea posibilitatea unor difuzii localizate pe suprafața semiconductorului), devenea tot mai evident faptul că germaniul pierde competiția cu siliciul.

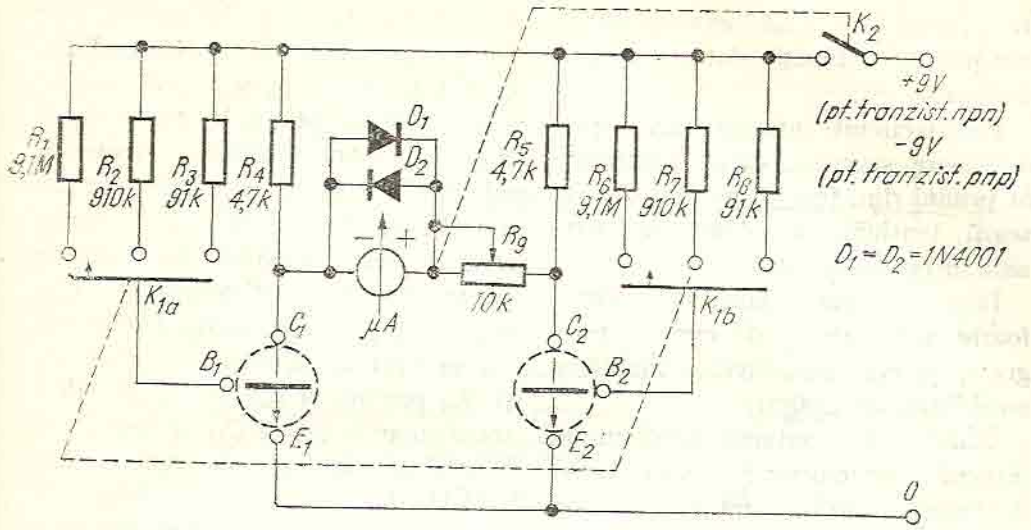
Un reviriment pentru germaniu îl constituie punerea la punct a tehnologiei „mesa" care permitea obținerea de tranzistoare cu germaniu pentru frecvențe ridicate. Dar, în 1959 Jean Hoerni, fizician al firmei *Fairchild* (înființată de către 8 tineri electroniști, foști colaboratori ai lui W. Shockley) pune la punct tehnologia de obținere a tranzistoarelor planare, mai simplă decît a tranzistoarelor mesa. El combina într-un mod fericit avantajele difuziei cu cele ale mascării cu oxid de siliciu. Se obțineau tranzistoare într-o gamă largă de puteri și frecvențe. Este anul în care și Jack Kilby patentează circuitul său integrat. În anul următor, două grupuri de cercetători anunță punerea la punct a unei noi tehnologii: creșterea epitaxială. Se obțin, peste o suprafață de siliciu, straturi cu grosime controlabilă și cu dopare dorită și, ceea ce este mai important, stratul nou format are structura cristalină, identică cu stratul de bază. Combinarea cu tehnologia mesa sau planară a dat naștere la structurile cunoscute: mesa-epitaxiale sau planar-epitaxiale. La un asemenea grad de dezvoltare tehnologică era evident că dezavantajele siliciului din prima perioadă nu mai contau. Mai mult, un dezavantaj net — acoperirea rapidă cu un strat de oxid într-o atmosferă oxidantă — s-a transformat într-un avantaj al siliciului.

În etapa actuală a dezvoltării electronicii — etapa circuitelor integrate — siliciul a devenit materialul de bază. Evident, înlocuirea germaniului de către siliciu poate fi argumentată și în alte moduri. De multe ori înlocuirea germaniului cu siliciul se justifică doar prin faptul că germaniul este afectat de temperatură într-o măsură mai mare decît siliciul (pentru că are groapa de potențial mult mai mică). Dar, tocmai datorită acestui fapt, dispozitivele cu germaniu pot lucra la frecvențe mai mari decît cele cu siliciu. În plus, tensiunile de polarizare, necesare pentru circuitele cu tranzistoare cu germaniu sînt mai mici. Sînt calități care compensează dezavantajul menționat și justifică folosirea în continuare a germaniului la producerea dispozitivelor semiconductoare.

(Vasile Văcaru)

II.6 ÎMPERECHEREA TRANZISTOARELOR

Un aparat simplu cu ajutorul căruia se pot împerechea rapid tranzistoare este prezentat în fig. II.29. Împerecherea se face la trei valori diferite ale curentului de bază. Din schema aparatului se observă că tranzistoarele de împerecheat, împreună cu rezistoarele de limitare din colectoare (4,7 kΩ), formează o punte, al cărei echilibru se urmărește pe instrumentul de 2 × × 100 μA. Desigur, aplicînd șunturi corespunzătoare, se poate utiliza orice



II.29. Aparat pentru împerecherea tranzistoarelor.

instrument cu 0 la mijlocul scării. Diodele în antiparalel servesc la protecția instrumentului și pot fi de tipul 1 N 4007, 1 N 4001 etc.

Cu potențiometrul R_9 se reglează sensibilitatea.

Măsurătoarea se începe la sensibilitate minimă (valoare maximă a potențiometrului) prin compararea echilibrului (deviația minimă a instrumentului spre + sau —) punții la cele trei valori ale curenților de bază (1μA, 10μA și 100μA). Tranzistoarele sînt bine împerecheate (adică au amplificare β identică) atunci cînd deviația instrumentului este minimă, la sensibilitatea maximă a punții (valoarea minimă a potențiometrului R_9). Pentru corecta funcționare a instrumentului trebuie ca dispersia valorilor rezistențelor identice să fie sub 1% (deci $R_1 = R_6$; $R_2 = R_7$; $R_3 = R_8$; $R_4 = R_5$).

Înainte de pornirea aparatului trebuie verificată polaritatea sursei de tensiune. Comutatorul K_1 este de 2 × 3 poziții, K_2 este întreruptorul sursei de tensiune și poate fi pe un ax comun cu potențiometrul R_9 (valoare maximă imediat la deschidere).

II. 7. CIRCUITE INTEGRATE

Punerea la punct a unor tehnologii care presupun o înaltă precizie (fotogravură cu rezoluție de ordinul micronilor, tehnica difuziei la temperaturi înalte etc.) au permis dezvoltarea industriei de dispozitive semiconductoare cu grad înalt de complexitate. A fost posibilă astfel realizarea, pe aceeași plăcuță de siliciu cu dimensiuni de ordinul zecimilor din milimetru, a multor tranzistoare, diode, rezistoare etc. interconectate între ele (prin struc-

tură), după o schemă, montaj dat și îndeplinind o funcție dată: circuitele integrate.

Pentru circuite integrate firmele producătoare specifică drept parametri, în primul rînd funcția pe care o realizează, tensiunile de alimentare, semnale intrare-ieșire etc.

În prezent sînt în fabricație curentă foarte multe tipuri de circuite integrate, cu cele mai diverse funcții și posibilități de aplicare.

Înainte de montarea unui circuit integrat, constructorul trebuie să se documenteze asupra tuturor parametrilor circuitului respectiv, a funcției pe care o realizează, a legăturilor la soclu etc.

Pentru exemplificare se dă în continuare descrierea unui circuit integrat complex, circuit cu care se poate realiza un radioreceptor superheterodină și cuprinde 31 de tranzistoare, 2 diode și 31 de rezistoare. Circuitul este de tipul TBA 570, iar schema electrică este prezentată în fig. II.30.

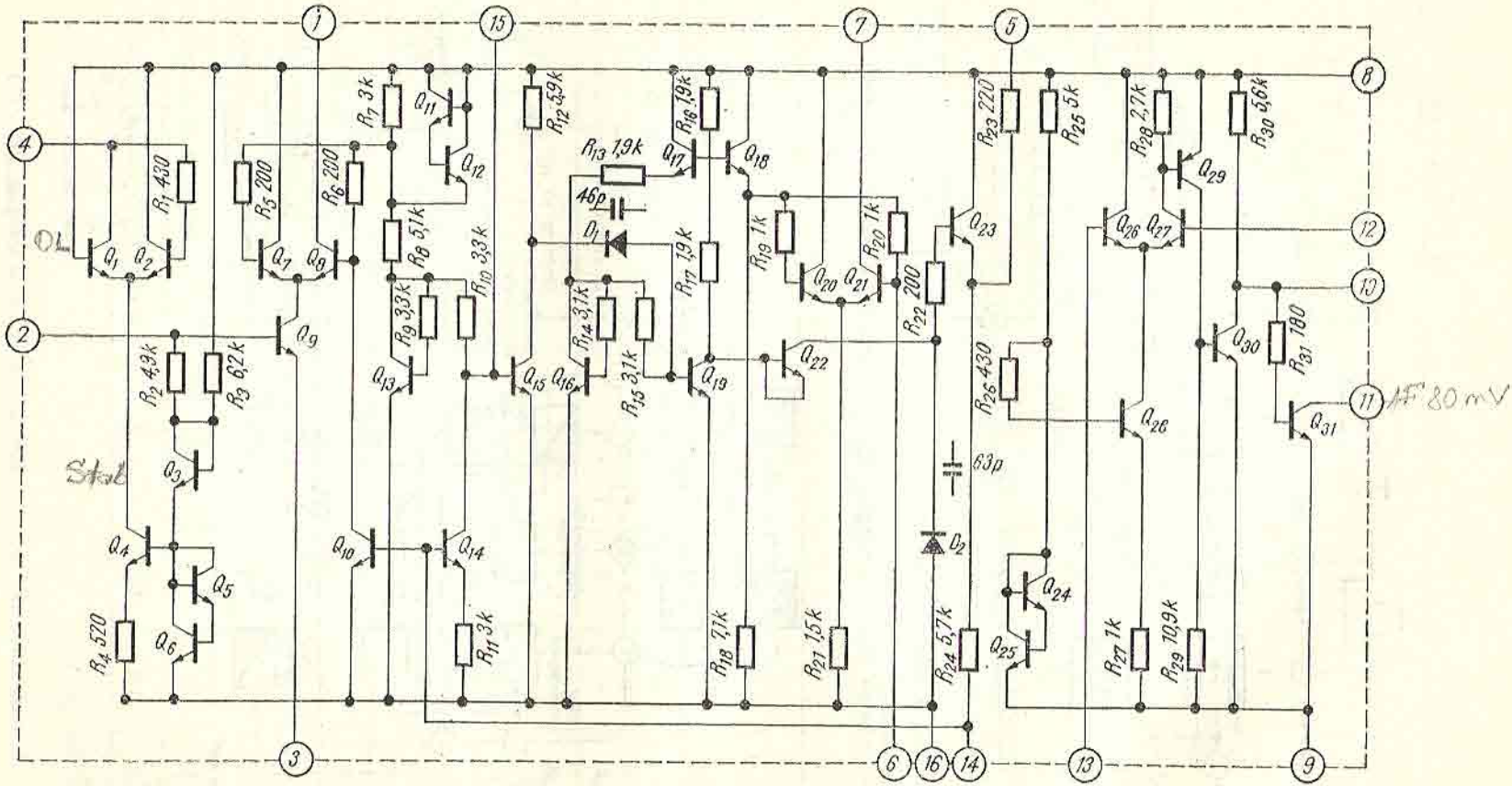
Cu ajutorul circuitului integrat TBA 570 se poate realiza un radioreceptor capabil să recepționeze emisiuni cu modulație în frecvență (MF) sau în amplitudine (MA) în benzile de UL, UM și US. Cu ajutorul unui tuner exterior (convertor) se pot recepționa și emisiuni pe UUS. În fig. II.31 se dă schema bloc a unui radio receptor MF, iar în fig. II.32, schema bloc a unui radioreceptor MF și MA, realizabil cu circuitul TBA 570.

Analizînd schema electrică și schemele bloc MA/MF se observă că circuitul integrat TBA 570 cuprinde un stabilizator integrat format din tranzistoarele, Q_3, Q_4, Q_5 și Q_6, un oscilator local pentru recepția în MA realizat, cu tranzistoarele Q_1 și Q_2, un etaj de amestec în recepție MA (etaj ce funcționează ca amplificator de frecvență intermediară la recepție MF), format din Q_7; Q_8 și Q_9. Semnalul de medie frecvență este amplificat în etajul de FI, format din tranzistoarele Q_{11}, Q_{12}, Q_{13}, Q_{15}, Q_{16}, Q_{17}, Q_{18} și Q_{19}. Detectorul MA este format din tranzistoarele Q_{22} și Q_{23} precum și din dioda D_2. Prin tranzistoarele Q_{10} și Q_{14} se realizează controlul automat al amplificării (RAA). La recepția semnalelor MF funcția limitatorului este realizată prin Q_{20} și Q_{21}. Semnalul de audiofrecvență este amplificat prin lanțul format de tranzistoarele Q_{24}...Q_{30}. Etajul de ieșire, care poate debita cca 80 mV semnal audiofrecvență, este realizat prin tranzistorul Q_{31}.

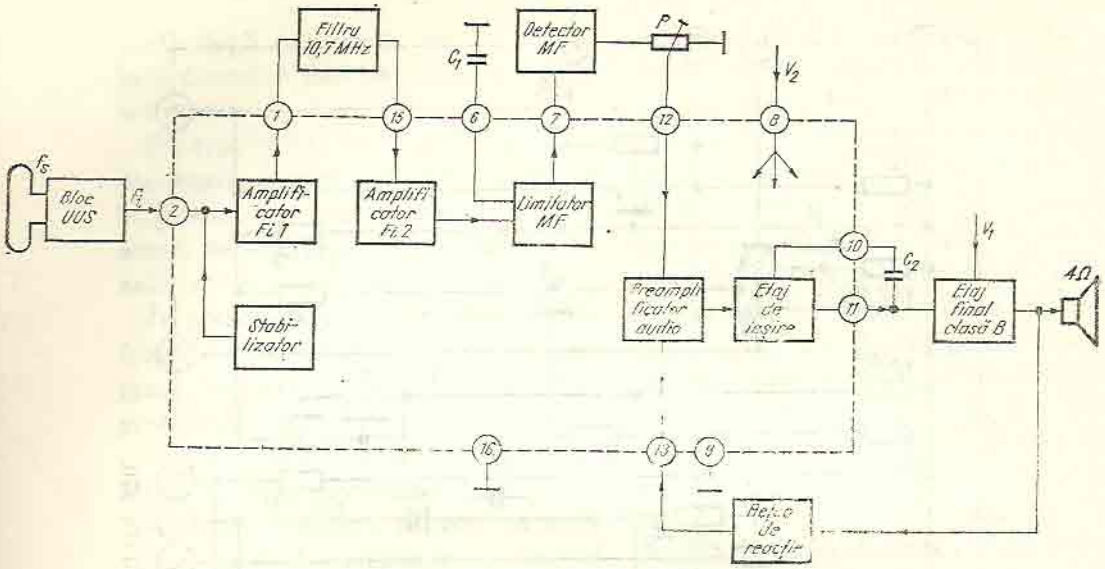
În cele ce urmează se dau valorile limită maximă absolute ale curenților și tensiunilor de alimentare (indicii arată numărul piciorului circuitului (terminal, pin), conform capsulei prezentate în fig. II.33). Picioarele 9 și 16 sînt comune. Valorile se referă la temperatura de 25°C.

1. *Tensiuni:* $V_{1-9} = 18$ V$_{7-9}$
(Valori maxime) $V_{3-9} = 3$ V
$V_{4-9} = 8$ V
$V_{5-9} = 4$ V
$V_{7-9} = 18$ V
$V_{8-9} = 8$ V
$V_{11-9} = 18$ V
$V_{14-9} = 1$ V

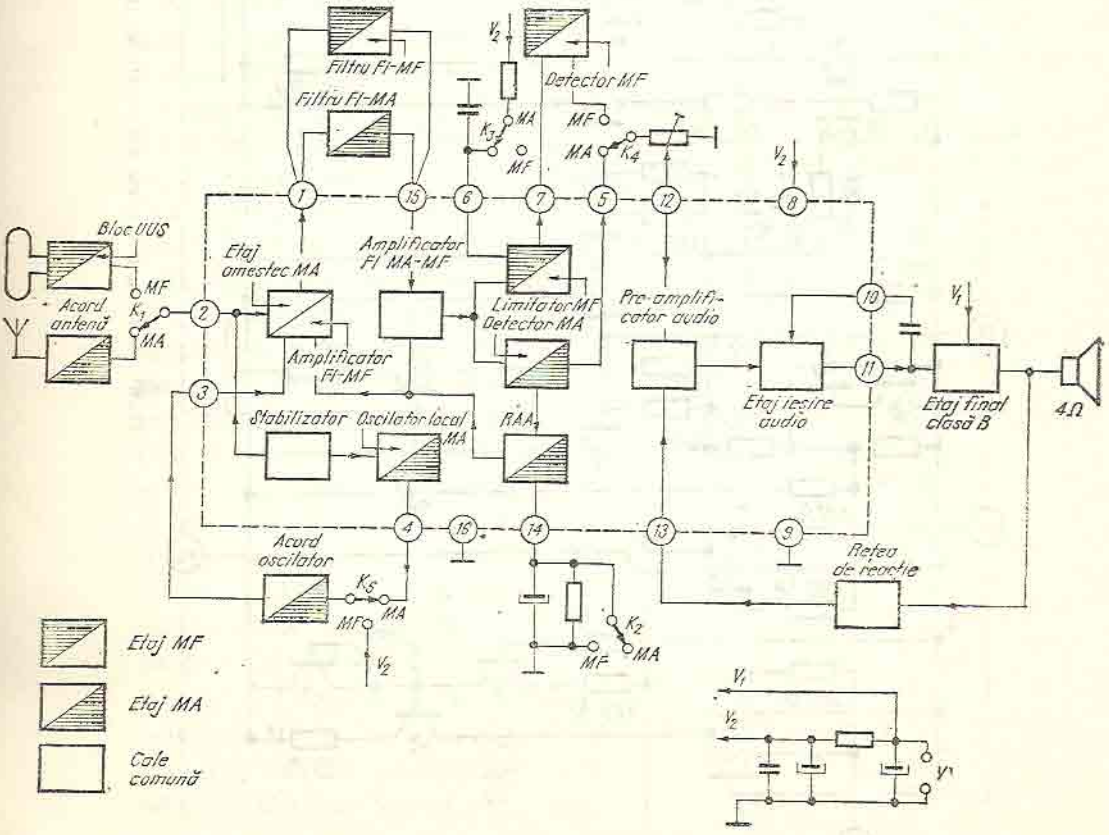
2) *Curenți* $I_{10} = 5$ mA
(Valori maxime) $I_{11} = 50$ mA
$I_2 = I_6 = I_{12} =$
$= I_{13} = I_{15} = 80$ μA.



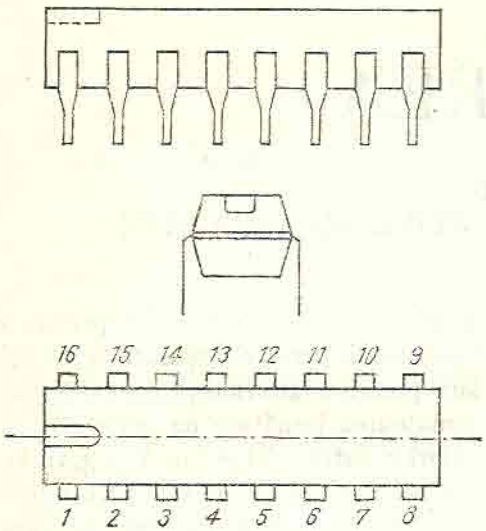
II.30. Schema electrică a circuitului integrat TBA 570.



II.31. Schema bloc de recepție MF cu circuitul integrat TBA 570.



II.32. Schema bloc de recepție MA-MF cu circuitul integrat TBA 570.



II.33. Capsula și numerotarea terminalelor circuitului integrat TBA 570.

— Terminalele neindicate nu se conectează

— domeniul temperaturilor de funcționare —25°C...+70°C

— domeniul temperaturilor de stocare —55°C... +125°C

— temperatura maximă a joncțiunii $T_{jmax} = +125°C$

— rezistența termică joncțiune-ambiant:

R_{thj-a}: TBA 570 A—160°C/W
TBA 570 C—200°C/W

La o alimentare corectă, circuitul integrat TBA 570 asigură următoarele performanțe:

Nr.	Parametru	Valori			
		U.M.	Minim	Tipic	Maxim
1	Curentul de alimentare ($I_9 - I_6$)	mA	—	10,5	15
2	Tensiunea de saturație ohm Q 31	V	18	—	—
3	Tensiunea de lucru a circuitului	V	3	—	8
4	Sensibilitate (limitat de zgomot)	μV	—	18	36
5	Tensiunea de audio-frecvență	mV	60	80	—
6	Cîștigul (buclă deschisă)	dB	66	95	—
7	Domeniu de lucru RAA	dB	—	—	60
8	Coeficientul de distorsiuni	%	—	—	3
9	Sensibilitate (3 dB înainte de limitare)	μV	—	80	140
10	Raportul semnal/zgomot (MF)	dB	55	—	—
11	Frecvență maximă de lucru	MHz	—	—	18
12	Tensiunea stabilizată (Terminalul 2)	V	1,0	1,2	1,4

(Iosif Lingvay)

REDRESAREA ȘI STABILIZAREA

III.1. MĂRIMI CARACTERISTICE ALE TENSIUNII ALTERNATIVE MONOFAZATE DE REȚEA

Tensiunea u de la bornele unei prize de rețea alternativă monofazată este variabilă în timp după o lege sinusoidală (fig. III.1):

$$u = U \sin \omega t, \qquad (1)$$

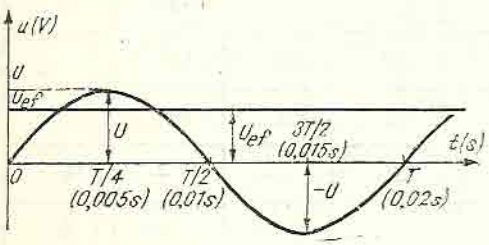
unde u este *valoarea instantanee* (la momentul t), U este *valoarea maximă* sau de vîrf, t — timpul și ω — pulsația, mărime determinată de frecvența f sau de perioada T prin relațiile:

$$\omega = 2\pi f = 2\pi/T. \qquad (2)$$

Frecvența rețelei este considerată teoretic constantă, avînd valoarea standardizată $f = 50$ Hz (deci $T = 0{,}02$ s).

Se observă că tensiunea instantanee variază în timp nu numai ca valoare absolută, ci și ca sens. Mai precis, o jumătate de perioadă, tensiunea are valori pozitive (alternanță pozitivă), iar următoarea jumătate de perioadă are valori negative (alternanță negativă).

III.1. Variația tensiunii.



O altă mărime caracteristică o reprezintă *valoarea eficace* a tensiunii (sau tensiunea eficace), notată U_{ef} și definită prin relația:

$$U_{ef} = U/\sqrt{2} \approx 0{,}707 \cdot U. \qquad (3)$$

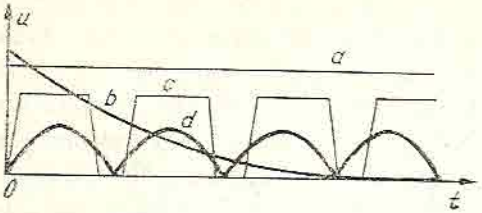
Cunoașterea diferențelor dintre valoarea instantanee, valoarea maximă și valoarea eficace a tensiunii este deosebit de importantă în proiectarea transformatoarelor și a redresoarelor. De obicei, cînd se indică tensiunea unei surse alternative, fără a se face alte precizări, trebuie să înțelegem că este vorba de valoarea eficace U_{ef}, chiar dacă este notată altfel.

Acesta este cazul rețelei industriale monofazate ($U_{ef} = 220$ V, $U \approx 310$V), cît și al indicațiilor curente ale instrumentelor de măsură în alternativ.

III.2. REDRESAREA

III.2.1. Redresarea unei singure alternanțe

Prin *redresarea tensiunii alternative* se înțelege transformarea ei într-o tensiune de polaritate constantă, adică avînd un sens constant în timp. O astfel de tensiune redresată va debita printr-un rezistor de sarcină R un curent de sens constant, ceea ce justifică expresia, considerată echi-



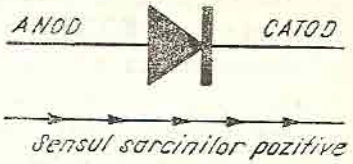
III.2. Graficul tensiunii continue constante (a) și al unor tensiuni de polaritate constantă (b, c, d).

valentă, de *redresare a curentului alternativ*.

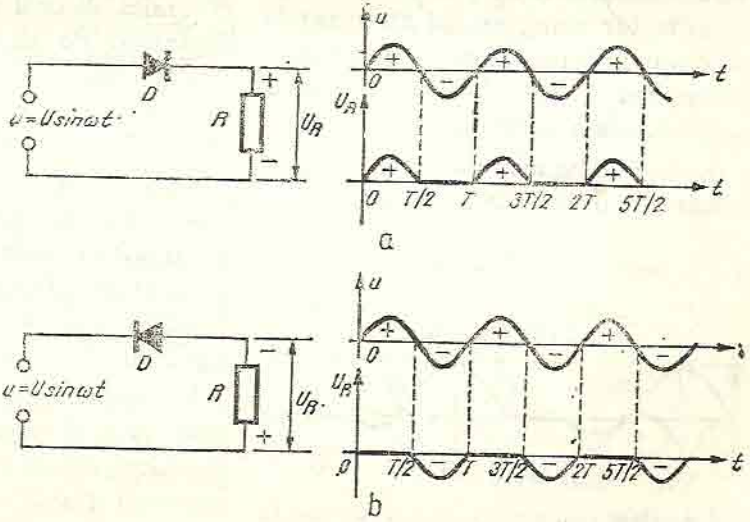
Nu trebuie să se confunde tensiunea de polaritate constantă cu tensiunea continuă constantă: prima poate să varieze în timp, practic după orice lege — periodică sau aperiodică —, singura condiție fiind aceea de a nu-și schimba sensul; a doua își păstrează atît sensul cît și valoarea în timp, reprezentarea ei grafică fiind o dreaptă paralelă cu axa timpului (fig. III.2).

Pentru a obține o tensiune de polaritate constantă de la o sursă alternativă de forma (1), trebuie să intercalăm între sursă și consumator un *element de redresare* (sau redresor), care permite trecerea curentului electric într-un singur sens.

Cel mai simplu element de redresare îl constituie dioda semiconductoare, al cărei simbol este redat în fig. III.3, iar montajul cel mai simplu de redresare se compune din sursa de tensiune alternativă u, dioda redresoare D și consumatorul, R (fig. III.4a). Dioda lasă să treacă prin rezistorul de sarcină numai curenții corespunzători alternanțelor de o polaritate (în cazul de față, alternanțe pozitive), blocîndu-i pe cei de sens opus. Montînd dioda în



III.3. Dioda semiconductoare



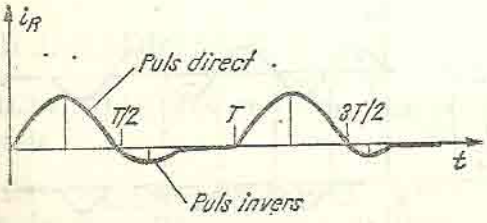
III.4. Schema de redresare monoalternanță, cu diodă semiconductoare.

sens invers, redresarea are loc pentru alternanțele opuse (fig. III.4b). Convenția privind sensul de conducție al diodei este ușor de reținut, săgeata indicînd întotdeauna calea urmată de alternanțele pozitive (sensul convențional al curentului electric, de la plus la minus, utilizat încă în tehnică din motive istorice).

Trebuie să facem aici o precizare referitoare la alternanțele blocate. Teoretic, ele nu ajung la consumator, dar practic, oricît ar fi de bună dioda, ea are o anumită rezistență finită în sens invers, deci vor exista unele „scăpări" de curenți inverși prin consumator. Eficiența redresării este cu atît mai bună cu cît este mai mare raportul dintre curentul direct maxim și curentul invers maxim (fig. III.5). La rîndul său, dioda este cu atît mai bună cu cît are un raport mai mare între rezistența inversă și rezistența directă, în condițiile date de polarizare.

Montajele din figurile III.4a, b se caracterizează, deci, prin aceea că la consumator ajung numai alternanțele de o anumită polaritate — de unde și denumirea efectului lor, de *redresare a unei singure alternanțe*.

Avantajul lor major — simplitatea — aduce însă o serie de neajunsuri practice. În primul rînd, valoarea eficace a tensiunii obținute este de două ori mai mică (dacă nu ținem cont și de căderea pe diodă). De exemplu, un bec de 6 V ilumineză normal la tensiunea alternativă de 6 V (valoare eficace). Pentru a da aceeași intensitate luminoasă la alimentarea cu tensiune redresată monoalternanță, valoarea eficace a tensiunii furnizate redresorului trebuie dublată la 12 V. Un alt dezavantaj al redresării monoalternanță îl constituie caracterul pronunțat pulsatoriu al tensiunii obținute (pulsuri cu pauze între ele), care, după cum vom vedea mai departe, îngreunează filtrarea de netezire. În fine, mai menționăm faptul că dioda trebuie să suporte întregul curent primit de consumator, fiind conectată în serie cu acesta.

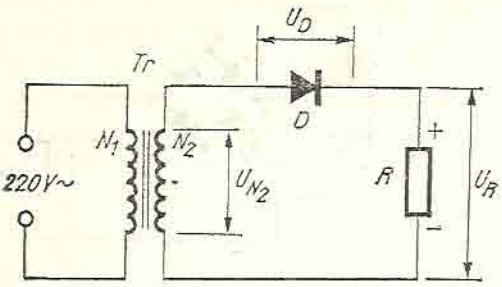


III.5. Pulsul direct și pulsul invers la redresarea monoalternanță.

Valoarea maximă (de vîrf) a tensiunii redresate se modifică foarte puțin, mai precis scade cu cantitatea U_d, reprezentînd căderea de tensiune pe diodă, aflată în conducție. Această cădere este mică, de ordinul zecimilor de volt, depinzînd de natura și tipul diodei (cu germaniu sau cu siliciu), puterea maximă și de curentul consumat (crește odată cu curentul).

La alegerea diodei redresoare se va ține cont de valoarea de vîrf a tensiunii alternative pe care vrem să o redresăm: dioda trebuie să aibă tensiunea inversă maximă (V_{RM}) mai mare sau cel puțin egală cu U (și nu cu U_{ef}).

În schemele practice de redresare, tensiunea alternativă a rețelei este, de obicei, redusă în prealabil cu ajutorul unui transformator coborîtor de tensiune (fig. III.6). Înfășurarea N_2



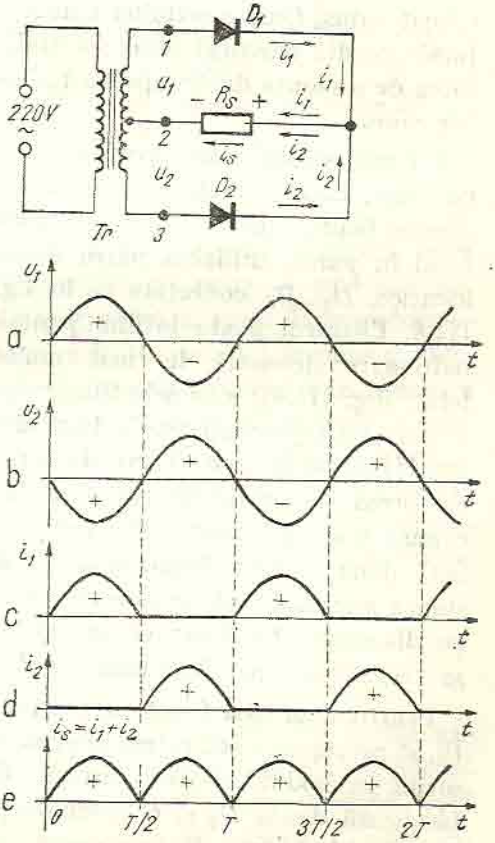
III.6. Schemă de redresare monoalternanță, cu transformator.

a acestuia fiind în serie cu circuitul D—R, o parte din tensiunea furnizată de secundar va cădea pe rezistența sa ohmică. Din acest motiv, calculul transformatoarelor trebuie respectat întotdeauna; mai mult chiar, atunci cînd spațiul permite, este indicat să se utilizeze conductor cu diametrul mai mare, pentru a reduce pierderile pe înfășurări (transformate în cele din urmă în căldură nedorită).

III.2.2. Redresarea ambelor alternanțe

Transformatorul de rețea *Tr* (fig. III.7) are o înfășurare secundară cu priză mediană, debitînd două tensiuni egale între punctele *1—2* și *2—3*. Față de punctul median *2*, cele două tensiuni sînt în opoziție de fază, adică $u_1 = -u_2$ (fig. III.7a și b). Dioda D_1 conduce prin rezistența de sarcină R_S alternanțele pozitive ale tensiunii u_1 (fig. III.7c), D_2 fiind în acest timp blocată. La rîndul ei, dioda D_2 conduce prin R_s alternanțele pozitive ale tensiunii u_2, D_1 fiind în acest timp blocată (fig. III.7d). Observăm că prin rezistența de sarcină, curenții i_1 și i_2 circulă în același sens, rezultanta lor fiind suma $i_S = i_1 + i_2$ (fig. III.7e). Prin urmare, polaritatea la bornele consumatorului rămîne constantă în timp.

Acest tip de *redresare* se numește *bialternanță* (sau a ambelor alternanțe), iar montajul descris este cunoscut sub denumirea prescurtată, *cu priză mediană*. Printre dezavantajele acestei metode se numără, în primul rînd, necesitatea unui transformator cu priză mediană, care să debiteze dublul tensiunii ce trebuie redresată (adică materiale, manoperă, gabarit). Într-adevăr, valoarea maximă a tensiunii la bornele sarcinii — neglijînd căderile pe diode și pe înfășurări — este egală cu valoa-



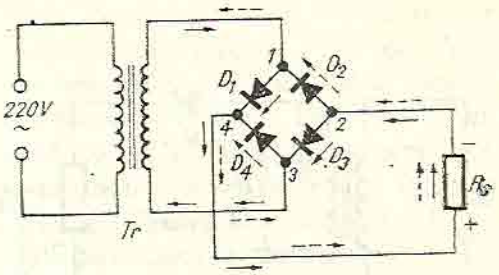
III.7. Schema de redresare bialternanță și graficele de tensiune și curent.

rea maximă a uneia dintre cele două tensiuni secundare. În plus, cele două tensiuni trebuie să fie riguros egale; în caz contrar apar nesimetrii supărătoare ale formei tensiunii redresate. Un alt dezavantaj îl constituie faptul că diodele utilizate trebuie să suporte valoarea maximă a întregii tensiuni secundare, dublă față de cea pe consumator.

Printre avantajele montajului menționăm: folosirea a numai două diode; utilizarea în secundarul transformatorului a unui conductor cu secțiunea pe jumătate (față de curentul total prin sarcină); utilizarea unor diode de curent redus, fiecare preluînd numai o jumătate din curentul total; posibilitatea de a monta diodele pe un radiator comun.

Cel mai comod, mai avantajos și, ca atare, mai răspîndit sistem de redresare bialternanță îl reprezintă montajul în *punte*, utilizînd patru diode identice, $D_1...D_4$, conectate ca în fig. III.8. Cititorul poate întîlni puntea redresoare desenată în mai multe feluri (fig. III.9), schemele fiind echivalente cu reprezentarea de bază din fig. III.8. Diodele sînt legate în serie, în formă de patrulater, două avînd comun anodul (punctul *2*), iar celelalte două catodul (punctul *4*). Tensiunea alternativă de intrare se aplică pe diagonala *1—3*, iar consumatorul se conectează pe diagonala *2—4*.

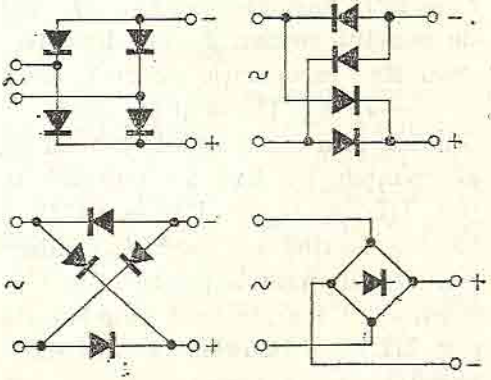
Pentru a urmări funcționarea punții, să presupunem că prima alternanță sosită în nodul *1* este pozitivă. Ea blochează dioda D_2 și o deschide pe D_1, debitînd prin R_S un curent I_1 (săgețile pline), care se întoarce la



III.8. Schema cu punte redresoare.

secundarul transformatorului prin D_3 (D_4 fiind blocată). Alternanța următoare este negativă în nodul *1*, deci blochează pe D_1, și pozitivă în nodul *3*, deci blochează pe D_3. Ea va deschide însă diodele D_2 și D_4, debitînd prin sarcină un curent I_2 (săgețile punctate). Se observă că prin rezistența R_S curentul păstrează un sens constant (s-a figurat sensul convențional, de la plus la minus), valoarea sa rezultantă fiind egală cu suma $I_S = I_1 + I_2$.

Redresarea este, deci, bialternanță (avantaj), necesitînd un transformator cu înfășurare secundară unică (avantaj). Puntea conține patru diode identice sau cu parametri cît mai apro-

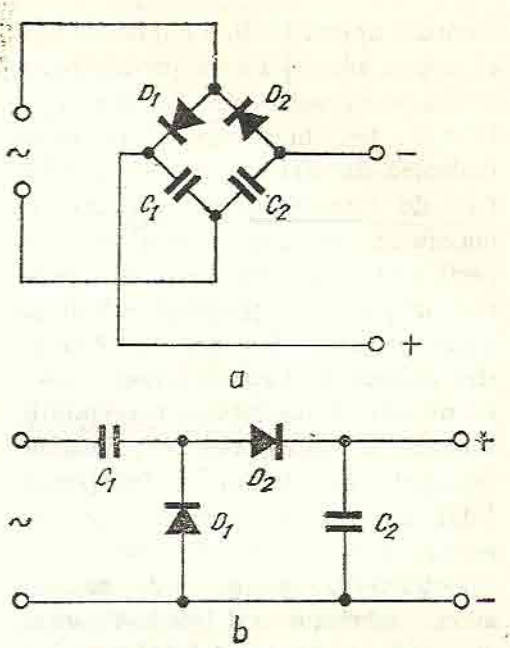


III.9. Puntea redresoare în diferite reprezentări.

piați (dezavantaj), care însă lucrează la tensiuni pe jumătate față de cele din montajul cu priză mediană (avantaj). Mai precis, diodele din punte sînt alese în funcție de valoarea de vîrf a tensiunii alternative pe care vrem să o redresăm și pentru jumătate din valoarea maximă a curentului de sarcină dorit. Deoarece în serie cu consumatorul se află întotdeauna două dintre cele patru diode, căderea de tensiune pe ele este dublă față de montajul cu priză mediană (dezavantaj).

Avantajul major al redresării bialternanță constă în faptul că ea nu suprimă nici una dintre alternanțele tensiunii de intrare, ci doar inversează o jumătate dintre ele, determinînd astfel existența aceleiași polarități la toate pulsurile. Prin urmare, valoarea eficace a tensiunii redresate este aproximativ egală cu valoarea eficace a tensiunii alternative de intrare (în realitate ceva mai mică, datorită căderilor pe diode). Lucrul acesta reprezintă un avantaj în sine (de ordin energetic), ca și prin aceea că ușurează mult filtrarea, după cum vom vedea mai departe.

În schemele electronice se mai întîlnesc adeseori așa-numitele *redresoare multiplicatoare de tensiune* (dublor, triplor, cuadruplor etc.). Ele se



III.10. Două variante de redresare cu dublare de tensiune.

utilizează, de regulă, în situațiile extreme, adică pentru obținerea unor tensiuni foarte mari — sute sau mii de volți (fără a apela la transformatoare ridicătoare, care ar pune probleme serioase de izolație), sau pentru a ridica nivelul unor semnale foarte slabe, în vederea atacării unor amplificatoare. În figura III.10 sînt redate două variante de redresare cu dublare de tensiune mai frecvent întîlnite.

III.3. PUNȚI REDRESOARE

Datorită avantajelor menționate, redresarea în punte a fost asimilată rapid de industria electronică. La ora actuală există în fabricație de serie nenumărate tipuri de punți monolitice, încapsulate în plastic, metal sau rășini epoxidice. Ele se caracterizează în primul rînd prin cost redus (față de componentele discrete), prin gabarit redus, robustețe, posibilități de

montare ușoară, radiator unic (atunci cînd este cazul). Firma producătoare indică pe capsulă — în clar sau codificat — tensiunea maximă de lucru (valoarea de vîrf a tensiunii alternative de intrare, în volți), curentul maxim admis (în miliamperi sau amperi), precum și terminalele de intrare alternativă (prin simbolul ~) și de ieșire continuă (+ și —). Alteori, sînt marcate pe capsulă numai simbolul numelui fabricantului, tipul punții, intrarea și ieșirea, eventual data fabricației, caracteristicile funcționale fiind date în cataloage sau fișe tehnice.

O parte din punțile redresoare cu siliciu, fabricate la I.P.R.S.-Băneasa, sînt indicate în tabelul III.1.

Tabelul III.1

PUNȚI REDRESOARE CU SILICIU FABRICATE LA I.P.R.S. — BĂNEASA

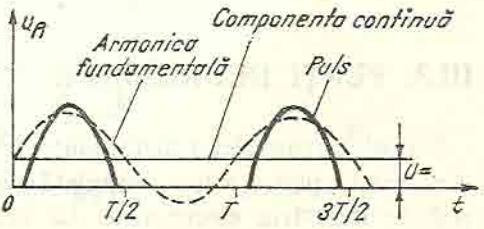
TIP	*Curentul direct* I_d [A]	*Tensiunea directă* V_d [V]	*Tensiunea inversă maximă* V_{RM} [V]
1 PM 05	1,2	30	50
1 PM 1	1,2	60	100
1 PM 2	1,2	120	200
1 PM 4	1,2	240	400
1 PM 6	1,2	360	600
1 PM 8	1,2	480	800
3 PM 05	3,2	30	50
3 PM 1	3,2	60	100
3 PM 2	3,2	120	200
3 PM 4	3,2	240	400
3 PM 6	3,2	360	600
3 PM 8	3,2	480	800

III.4. CELULE DE FILTRARE

Indiferent de tipul de redresare utilizat, tensiunea continuă obținută are un caracter pulsatoriu. Există unele montaje care se mulțumesc cu o astfel de alimentare (de exemplu, redresoarele pentru încărcat acumulatoare), iar altele o impun chiar (unele scheme cu tiristoare); majoritatea aparatelor au însă nevoie de alimentare cu tensiune continuă *constantă*. Se pune, deci, problema de *netezire* a ondulațiilor în amplitudine, rezultate prin redresare.

Pulsurile nu sînt sinusoidale (intervin căderile de tensiune pe diode), dar sînt periodice; ele „conțin" deci un număr mai mare sau mai mic de armonice care au frecvențe multiplii întregi ai frecvenței de bază, iar amplitudinile din ce în ce mai mici. Cea mai mare amplitudine o are armonica fundamentală, a cărei frecvență coincide cu cea a pulsațiilor (50 Hz la redresarea monoalternanță, respectiv 100 Hz la cea bialternanță).

Avînd o polaritate constantă, pulsurile conțin, evident, și o componentă continuă, $U =$ (fig. III.11), care reprezintă cca 32% din valoarea lor maximă în cazul redresării monoalternanță și, respectiv, 64% în cazul redresării



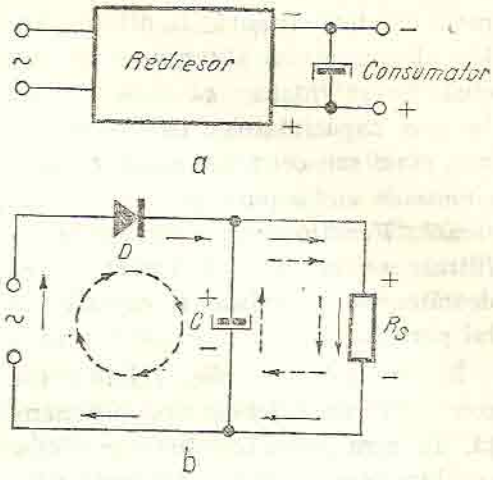
III.11. Graficul pulsurilor de tensiune și al componentei continue la redresarea monoalternanță.

bialternanță. Obținerea componentei continue este tocmai scopul redresării, iar cifrele de mai sus dovedesc superioritatea netă a redresării bialternanță.



III.12. Ansamblu redresor-celulă de filtrare.

Înlăturarea componentelor alternative din tensiunea redresată se face cu ajutorul *filtrelor de netezire*, numite și *celule de filtrare*, montate între redresor și consumator, (fig. III.12). Cea mai simplă metodă o reprezintă *filtrarea capacitivă*. Ea constă în conectarea unui capacitor C în paralel, pe ieșirea redresorului, cu respectarea polarității în cazul capacitoarelor polarizate (fig. III.13).



III.13. Schema de filtrare capacitivă.

În tabelul III.2 sînt date valorile orientative ale capacităților de filtrare necesare (în milifarazi, adică mii de microfarazi) pentru redresarea

Tabelul III.2

VALORILE APROXIMATIVE ALE CAPACITĂȚILOR DE FILTRARE, EXPRIMATE ÎN mF (1 mF = 10^3 μF)

U[V]	*Redresarea monoalternanță*						*Redresarea bialternanță*					
I[A]	*10*	*20*	*30*	*40*	*50*	*60*	*10*	*20*	*30*	*40*	*50*	*60*
0,2	1	0,5	0,33	0,25	0,2	0,15	0,75	0,4	0,25	0,2	0,15	0,1
0,4	2	1	0,66	0,5	0,4	0,3	1,5	0,8	0,5	0,4	0,3	0,2
0,6	3	1,5	1	0,75	0,6	0,45	2,25	1,2	0,75	0,6	0,45	0,3
0,8	4	2	1,33	1	0,8	0,6	3	1,6	1	0,8	0,6	0,4
1,0	5	2,5	1,66	1,25	1	0,75	3,75	2	1,25	1	0,75	0,5
1,2	6	3	2	1,5	1,2	0,9	4,5	2,4	1,5	1,2	0,9	0,6
1,4	7	3,5	2,33	1,75	1,4	1,05	5,25	2,8	1,75	1,4	1,05	0,7
1,6	8	4	2,66	2	1,6	1,2	6	3,2	2	1,6	1,2	0,8
1,8	9	4,5	3	2,25	1,8	1,35	6,75	3,6	2,25	1,8	1,35	0,9
2,0	10	5	3,33	2,5	2	1,5	7,5	4	2,5	2	1,5	1
2,2	11	5,5	3,66	2,75	2,2	1,65	8,25	4,4	2,75	2,2	1,65	1,1
2,4	12	6	4	3	2,4	1,8	9	4,8	3	2,4	1,8	1,2
2,6	13	6,5	4,33	3,25	2,6	1,95	9,75	5,2	3,25	2,6	1,95	1,3
2,8	14	7	4,66	3,5	2,8	2,1	10,5	5,6	3,5	2,8	2,1	1,4
3,0	15	7,5	5	3,75	3	2,25	11,25	6	3,75	3	2,25	1,5

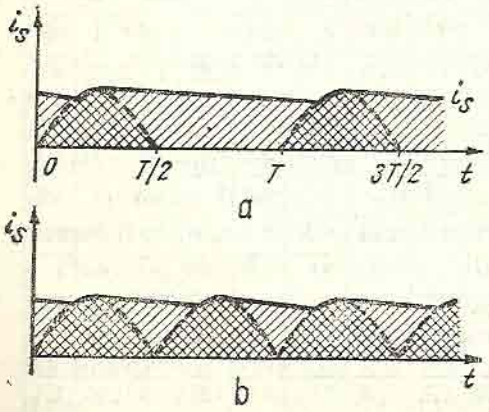
mono- și bialternanță, la diferite valori ale curentului și tensiunii de sarcină. Se subînțelege că tensiunea de lucru a capacitoarelor trebuie să fie mai mare sau cel puțin egală cu tensiunea de vîrf a pulsurilor care se filtrează. Funcționarea acestui mod de filtrare se bazează pe încărcarea și descărcarea periodică a capacitorului paralel.

În exemplul din fig. III.13.b s-a considerat un redresor monoalternanță. În semiperioadele în care dioda conduce, consumatorul primește pulsurile de curent, cunoscute de la redresare (săgețile pline). În același timp, capacitorul se încarcă pînă la valoarea de vîrf a semialternanțelor, constituind pentru transformator și diodă un consumator suplimentar, în paralel cu R_s (săgețile circulare întrerupte). În semiperioadele în care dioda este blocată, capacitorul se descarcă prin consumatorul R_s, curentul rezultat avînd același sens (săgețile punctate). Prin încărcare, capacitorul va avea energia necesară pentru a debita curent prin sarcină în întreaga semiperioadă blocată. Dar tensiunea la bornele sale scade treptat și scade totodată și curentul. Forma curentului de sarcină rezultat este reprezentată în fig. III. 14a.

„Umplerea" alternanțelor suprimate și a golurilor dintre pulsuri este cu atît mai completă cu cît sarcina are o rezistență mai mare (consum mai mic) și în același timp cu cît valoarea capacității este mai mare. Pentru valori mari ale curentului de sarcină, metoda devine dezavantajoasă atît prin gabarit (C crește mult), cît și prin riscul pe care îl prezintă pentru diode încărcarea bruscă a capacitorului.

După cum se vede și din tabelul III.2, situația este mult mai bună în cazul redresării bialternanță. Datorită golurilor mai mici dintre pulsuri, netezirea se face aici mai ușor (fig. III.14 b), necesitînd capacități reduse de filtrare pentru aceleași valori ale curentului consumat.

O particularitate importantă a filtrării capacitive constă în faptul că, în absența consumatorului (cu ieșirea în gol sau $R_s = \infty$), tensiunea de ieșire este egală cu valoarea de vîrf a pulsurilor, depășind astfel de $\sqrt{2} \approx$ $\approx$ 1,41 ori valoarea eficace a tensiunii alternative, care se redresează. De exemplu, dacă transformatorul furnizează în secundar o tensiune de 10 V (se subînțelege valoare eficace), valoarea de vîrf a pulsurilor este de $\sqrt{2} \cdot 10$ V $\approx$ 14,1 V, neglijîndu-se căderile pe diode. Prin filtrare, capacitivă, tensiunea în gol, la ieșirea redresorului, va fi de cca 14 V.



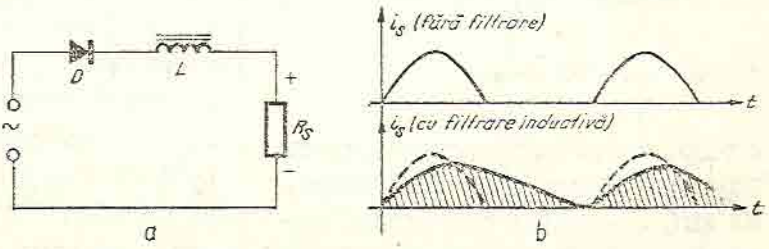
III.14. Graficul netezirii pulsurilor prin filtrare capacitivă în redresarea monoalternanță (a) și bialternanță (b).

O altă metodă elementară de netezire a pulsațiilor o constituie *filtrarea inductivă*. Ea constă în introducerea unei bobine cu inductanța L cît mai mare (și cu rezistența ohmică a înfășurării cît mai mică) în serie cu circuitul de sarcină (fig. III.15 a). După cum se știe, inductanța are proprietatea de a se „opune" oricăror variații de curent. Astfel, bobina va absorbi o parte din energia pulsurilor, ducînd la formarea unui cîmp magnetic în jurul ei. Atunci cînd pulsurile tind să scadă în amplitudine, inductanța „se opune" din nou, furnizînd curent electric de compensare pe seama variației energiei cîmpului magnetic. În consecință, pulsurile de curent prin consumator scad în amplitudine, dar se alungesc în timp, căpătînd forma din fig. III.15b.

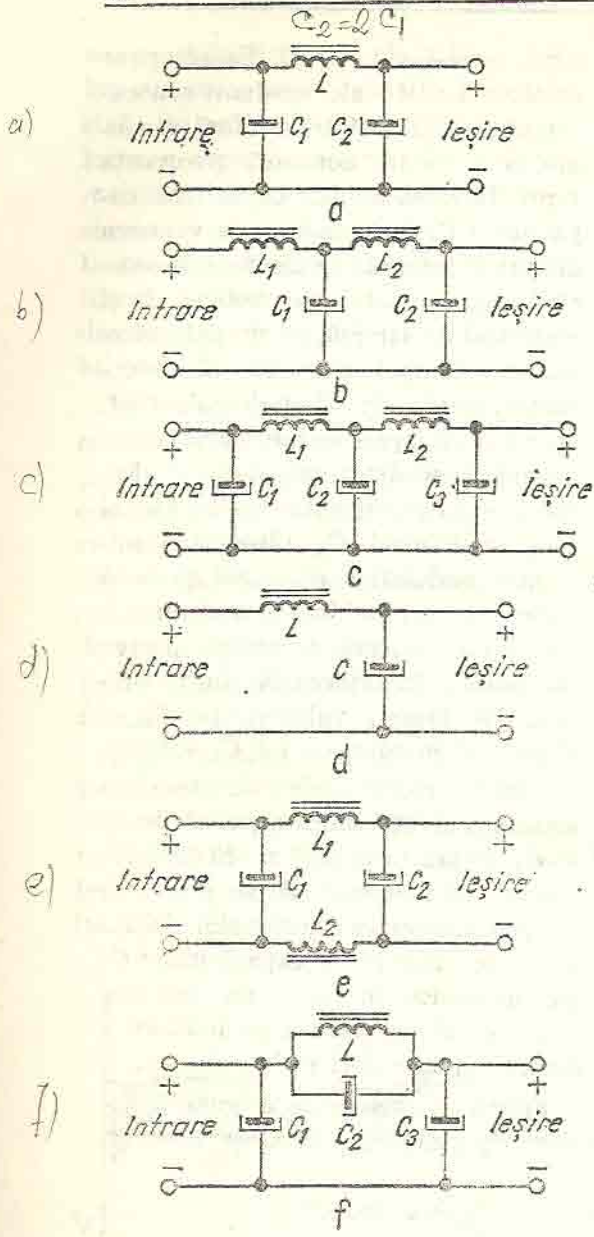
Filtrele propriu-zise utilizate în practică îmbină filtrarea capacitivă cu cea inductivă, rezultatele fiind net superioare. În general, eficiența filtrării este cu atît mai bună cu cît este mai mare numărul elementelor L—C componente și cu cît inductanțele și capacitățile au valori mai ridicate. Cîteva exemple de filtre curent întîlnite sînt redate în fig. III.16. Celula din fig. III.16a reprezintă de fapt un filtru trece-jos de tip II. Ea se opune oricăror variații ale tensiunii sau curentului, lăsînd să treacă fără atenuare componenta continuă (frecvența zero). Intrarea sa este capacitivă, capacitorul C_1 încărcîndu-se la valoarea de vîrf în intervalul pulsului și descărcîndu-se, parțial, prin bobina L și rezistorul de sarcină, în timpul dintre pulsuri. Cîmpul magnetic al inductanței crește în timpul pulsurilor, opunîndu-se apoi, în intervalul dintre pulsuri, la scăderea curentului de descărcare al capacitorului C_1. La rîndul său, capacitorul C_2 filtrează suplimentar ondulațiile care mai persistă la ieșirea din bobină, constituind o importantă rezervă de energie pentru consumator în intervalele dintre pulsuri. De obicei, valoarea lui C_2 se alege mai mare ca a lui C_1 (dublă).

Pentru redresoarele de tensiuni joase și curenți mari, capacitățile C_1 și C_2 se iau între 500 și 20 000 μF. Uneori, este necesar să se protejeze diodele împotriva curentului foarte mare de încărcare a capacitorului C_1 (se introduce în serie cu intrarea redresorului un rezistor de limitare a curentului la valori nepericuloase).

Filtrul descris poate asigura la ieșire, cu valori L—C alese adecvat,



III.15. Schema de filtrare inductivă (a) și graficul netezirii pulsurilor (b), în redresarea monoalternanță.



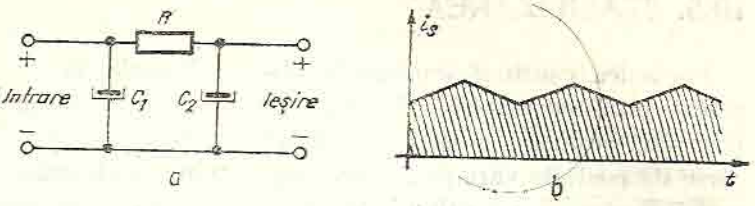
III.16. Celule de filtrare.

o tensiune continuă practic constantă, reprezentînd cca 85% din valoarea de vîrf a pulsurilor redresorului (respectiv 100% în absența consumatorului).

O altă celulă de filtrare des întîlnită este cea din fig. III.16 b, cu intrarea inductivă. În absența rezistenței de sarcină, pulsurile redresorului încarcă pînă la valoarea de vîrf capacitoarele C_1 și C_2. La conectarea consumatorului, situația se schimbă, curentul de sarcină trecînd prin bobinele L_1 și L_2. Căderea de tensiune reactivă pe inductanța L_1 nu va mai permite încărcarea lui C_1 pînă la valoarea de vîrf, ci numai pînă la cca 60% din aceasta. La rîndul său, nici C_2 nu se va mai putea încărca peste această tensiune, valoarea sa maximă fiind chiar ceva mai mică (deși curentul prin L_2 este deja foarte puțin variabil), deci căderea de tensiune reactivă pe L_2 devine neglijabilă). Elementele $L_1 - L_2$ și $C_1 - C_2$ acționează după modul descris la filtrarea inductivă, respectiv capacitivă.

În concluzie, acest tip de filtru, deși reduce simțitor valoarea tensiunii continue de ieșire, asigură, în schimb, o mai bună netezire a ondulațiilor decît montajul precedent. În plus, utilizarea lui nu pune în pericol diodele redresorului (capacitoarele se încarcă prin bobine).

Atunci cînd sarcina redresorului are un consum aproximativ constant, rezultate bune se pot obține și cu *filtrele R—C*, adică filtrele care au montate rezistoare R în locul bobinelor L. Un astfel de exemplu este dat în fig. III.17 a. Rezistența R mărește doar timpul de încărcare și descărcare a capacitoarelor, forma curentului de sarcină, în cazul redresării bialternanță, fiind cea din fig. III.17b.



III.17. Celulă de filtrare *RC* (a) şi graficul curentului de sarcină (b).

Căderea de tensiune pe rezistorul *R* şi variaţia pronunţată a tensiunii de ieşire în raport cu consumul de curent sînt cele două dezavantaje care limitează utilizarea acestui filtru — de altfel simplu şi destul de eficient — la montajele cu un consum constant şi redus.

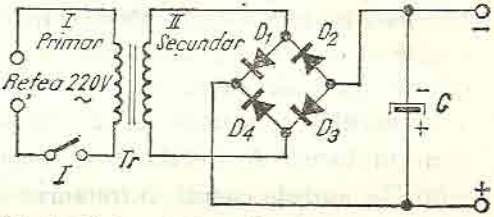
Este de notat că toate celulele de filtrare au ca element final un capacitor în paralel pe sarcină.

Montajele simple, mai puţin pretenţioase la variaţiile de tensiune, pot fi alimentate cu bune rezultate de la surse alcătuite din transformator de reţea, punte redresoare şi capacitor de filtraj (fig. III.18). Piesele se aleg în funcţie de valorile curentului maxim şi tensiunii dorite la ieşire. De exemplu, pentru a obţine tensiunea continuă, de cca 12 V, la un curent de maximum 0,5 A, se pot utiliza următoarele piese:

— un transformator de reţea *Tr* cu secţiunea miezului de 5...5,5 cm², avînd în primar cca 2 000 de spire CuEm ⌀ 0,18 mm şi în secundar 100 de spire CuEm ⌀ 0,59 mm;

— patru diode identice cu siliciu, $D_1...D_4$, de tip 1 N 4001 — 1 N 4007, F 057 — F 307 etc.;

— un capacitor electrolitic de 1 500 μF, avînd tensiunea de lucru de 25 V.



III.18. Schemă de redresare cu punte şi capacitor de filtraj.

În tabelul III.3 sînt prezentate cîteva tipuri de diode româneşti cu siliciu.

Tabelul III.3

DIODE REDRESOARE CU SILICIU, DE PRODUCŢIE ROMÂNEASCĂ

Curentul direct max. [A] \ *Tensiunea inversă max.* [V]	*50*	*100*	*200*	*300*	*400*	*600*
0,75	F 057	F 107			F 207	F 307
1	1 N 4001	1 N 4002	1 N 4003		1 N 4004	1 N 4005
2		F 102	F 202		F 402	F 602
6	6 SI 05	6 SI 1	6 SI 2	6 SI 3	6 SI 4	6 SI 6
10	10 SI 05	10 SI 1	10 SI 2	10 SI 3	10 SI 4	10 SI 6

III.5. STABILIZAREA

Tensiunea continuă constantă, obținută prin redresare și filtrare, mai prezintă, totuși, două importante surse de posibile variații în timp datorită fluctuațiilor tensiunii de rețea, care se reflectă proporțional pînă la ieșire, sau datorită variațiilor consumului de curent în rezistența de sarcină, care conduc la căderi diferite de tensiune pe elementele înseriate (transformator, diode, bobine etc.) și la modificarea eficienței filtrării.

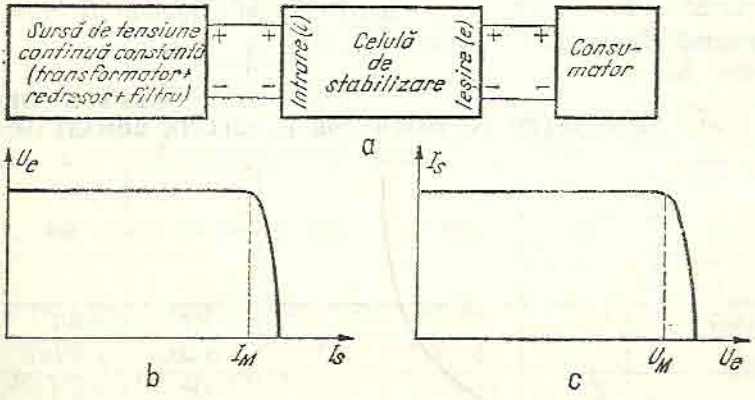
Din acest motiv, montajele electronice mai pretențioase (amplificatoare de înaltă fidelitate, emițătoare, temporizatoare, instrumente de măsură etc.) impun o prealabilă *stabilizare a tensiunii* de alimentare. Alteori, funcționarea corectă a montajelor este condiționată de păstrarea constantă a curentului consumat, și atunci se pune problema de *stabilizare a curentului*. În ambele cazuri, între sursă și consumator se intercalează *o celulă de stabilizare* (fig. III.19a).

Trebuie să precizăm că stabilizarea nu elimină complet variațiile spontane ale tensiunii (sau ale curentului); ea le reduce doar, de un anumit număr de ori, plaja totală. De aceea, pentru a aprecia calitatea unei stabilizări, se definesc mai mulți parametri care indică, în esență, de cîte ori anume sînt reduse variațiile finale în comparație cu cele inițiale. De exemplu, *factorul de stabilizare a tensiunii*, F, reprezintă în cazul $I_s = \text{const.}$, raportul dintre variațiile relative ale tensiunii de intrare și variațiile relative ale tensiunii de ieșire:

$$F = \frac{\Delta U_i / U_i}{\Delta U_e / U_e}\Bigg| I_s = \text{constant.}$$

Evident, stabilizarea este cu atît mai bună cu cît F este mai mare. În mod curent, valorile lui F sînt de ordinul zecilor sau al sutelor, dar pot fi și peste 1 000 la schemele mai complexe.

Un alt parametru caracteristic, direct legat de calitatea stabilizării,



III.19. Celulă de stabilizare (a) și graficele tensiunii la scurtcircuit (b) și al curentului la circuit deschis (c).

este *rezistența de ieșire* a stabilizatorului, definită prin raportul:

$$R = \frac{\Delta U_e}{\Delta I_s}; \quad \Big| \; U_i = \text{constant}, \quad (5)$$

unde ΔU_e reprezintă variația tensiunii de ieșire corespunzătoare unei variații ΔI_s a curentului de sarcină, pentru o tensiune de intrare U_i constantă.

Se deduce din definiția de mai sus că tensiunea de ieșire este cu atît „mai constantă" la variațiile curentului de sarcină, cu cît rezistența de ieșire a stabilizatorului este mai mică. În cazul limită $R = 0$, tensiunea de ieșire nu mai depinde de valoarea curentului consumat, realizîndu-se astfel o *sursă ideală de tensiune*. Valorile practice ale rezistenței de ieșire a stabilizatoarelor de tensiune sînt de ordinul zecimilor sau al sutimilor de ohm, uneori chiar de ordinul miimilor de ohm.

Dacă, dimpotrivă, se urmărește stabilizarea curentului consumat ($\Delta I_s \approx \approx 0$), rezistența internă trebuie să fie cît mai mare posibil. În cazul teoretic limită $R = \infty$, curentul de sarcină nu mai depinde de variațiile tensiunii de ieșire și, implicit, de variațiile rezistenței de sarcină, realizîndu-se astfel o *sursă ideală de curent* (sau sursă de curent constant).

Avantajul stabilizării de tensiune are și un revers neplăcut, anume riscul de autodistrugere a sursei în cazul unui scurtcircuit accidental la ieșire, cînd la $R_s \to 0$, curentul crește brusc, determinînd apariția unei tendințe de scădere a tensiunii de ieșire. Stabilizatorul se opune, însă, acestei scăderi, astfel că valoarea curentului rămîne ridicată, periclitînd elementele regulatoare serie, care se pot străpunge într-un interval foarte scurt de timp. Siguranțele obișnuite (fuzibile) au viteza de acționare prea mică pentru a fi de vreun folos în asemenea situații. Se impune, deci, limitarea curentului debitat de sursă la o anumită valoare, I_M, astfel încît prin depășirea ei, tensiunea de ieșire să scadă brusc la zero (fig. III.19b). Circuitul electronic care asigură acest lucru este circuitul de *protecție automată* (sau autoprotecție) *la scurtcircuit*.

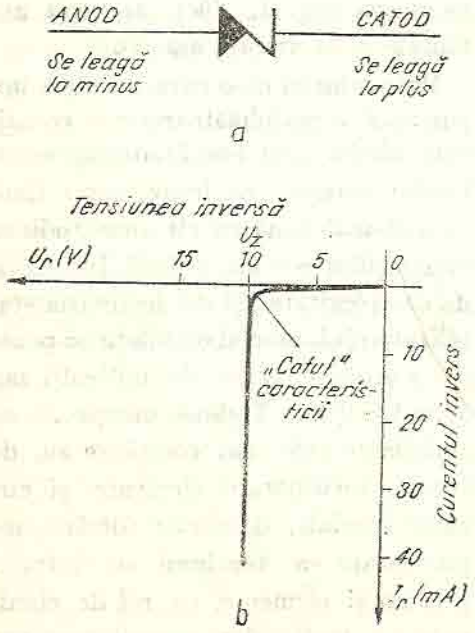
O situație similară se întîlnește în cazul surselor de curent constant, de data aceasta la întreruperea accidentală a circuitului de sarcină. Aici se pune problema de a limita tensiunea de ieșire la o valoare maximă, U_M, nepericuloasă pentru circuitul care se alimentează (fig. III.19c), *protecția* numindu-se *la circuit deschis*.

Mai amintim că o caracteristică importantă a stabilizatoarelor o constituie *nivelul* (sau amplitudinea) *ondulațiilor* tensiunii de ieșire, sursa fiind cu atît mai bună cu cît amplitudinea ondulațiilor este mai redusă. În funcție de complexitatea și de destinația stabilizatorului, nivelul ondulațiilor poate fi de ordinul zecilor de milivolți sau al milivolților. Trebuie menționat că stabilizatoarele mai complexe au, de regulă, încorporate elemente și circuite speciale, destinate filtrării suplimentare a tensiunii de intrare, precum și elemente cu rol de eliminare a oscilațiilor proprii care pot să apară.

III.5.1 Dioda Zener

Cele mai multe scheme de stabilizatoare utilizează, pentru obținerea tensiunilor de referință, diodele Zener, care au proprietatea de a menține la bornele lor o tensiune constantă, între anumite limite de curent.

Dioda Zener (simbolul de circuit în fig. III.20 a) face parte din familia diodelor semiconductoare cu siliciu, cu deosebirea că ea se utilizează în polarizare inversă (în polarizare directă, adică aplicînd plusul pe anod și minusul pe catod, ea se comportă ca o diodă obișnuită). Din fig. III.20b se observă că, în polarizare inversă, caracteristica sa tensiune-curent prezintă o porțiune dreaptă, aproape paralelă cu axa curentului. Această zonă corespunde unui domeniu relativ larg



III.20. Dioda Zener (a) și caracteristica sa tensiune-curent (b).

al curentului invers și, respectiv, unui domeniu restrîns al tensiunii inverse. Cu alte cuvinte, unor creșteri mari ale curentului prin diodă le corespund creșteri mici ale tensiunii la bornele sale și viceversa. În plus, curentul invers are valori foarte mici pînă în imediata vecinătate a „cotului" caracteristicii.

Valoarea tensiunii inverse, corespunzătoare porțiunii verticale a caracteristicii, se numește *tensiunea Zener nominală* (sau de referință) și se notează cu U_{zn}, U_z, V_{zn} sau V_z. În funcție de tipul diodei, ea poate avea valori între 3 V și 200 V.

Pentru a înțelege cum funcționează dioda Zener, să urmărim fig. III.21, în care tensiunea de alimentare (continuă, filtrată), U_i, o considerăm reglabilă. Dacă, inițial, tensiunea U_i este mai mică decît U_z, curentul prin diodă are valori foarte mici, putîndu-se face abstracție de prezența diodei. Pe măsură ce facem să crească tensiunea de intrare, mai precis în apropierea valorii U_z, dioda începe să conducă semnificativ, curentul debitat de sursă, I, împărțindu-se în două componente, I_z și I_s: $I = I_z + I_s$. Creșterea în continuare a tensiunii de intrare determină creșterea curentului I_z prin diodă, fără a-i modifica însă apreciabil tensiunea U_z de la borne (conform caracteristicii). Tensiunea la bornele consumatorului R_s, conectat în paralel cu dioda ($U_s = U_z$), va rămîne aproximativ constantă. Aceasta reprezintă esența proprietății de stabilizare a diodelor Zener.

O primă concluzie este aceea că, pentru a obține tensiunea stabilizată

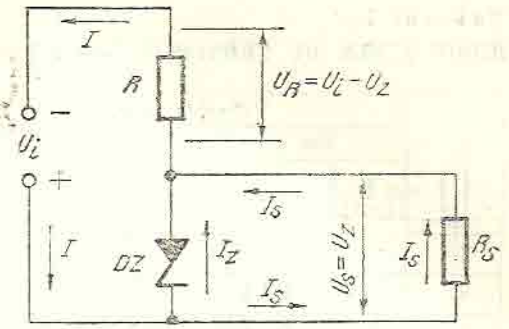
U_z, montajul trebuie să fie alimentat cu o tensiune U_i mai mare ca U_z. Diferența $U_i - U_z$ (preluată de rezistența de limitare R) reprezintă practic tensiunea care dictează valoarea curentului I_z prin diodă, deoarece pînă la $U_i \approx U_z$, dioda rămîne blocată.

Pentru dimensionarea unui stabilizator este necesar să se știe cu cît trebuie să fie mai mare U_i față de U_z pentru a se produce efectul de stabilizare descris sau, mai precis, între ce limite ale tensiunii de intrare U_i poate dioda să mențină la bornele sale tensiunea, aproximativ constantă, U_z. Aceste limite de tensiune sînt date de valorile celor doi curenți limită ai diodei, $I_{z\,min}$ și $I_{z\,max}$. Astfel, efectul de stabilizare începe (devine utilizabil) de la valoarea $I_z = I_{z\,min}$ și este asigurat, fără a pune în pericol integritatea joncțiunii, pînă la valoarea $I_z = I_{z\,max}$. Condiția de stabilizare se scrie deci:

$I_{z\,min} \leqslant I_z \leqslant I_{z\,max}$. Pentru $I_z < I_{z\,min}$, dioda nu stabilizează, iar pentru $I_z > I_{z\,max}$, există riscul străpungerii joncțiunii.

În ceea ce privește dioda Zener, ea se alege în funcție de tensiunea de referință U_z și de curentul maxim, $I_{z\,max}$, respectiv de puterea de disipație maximă, P_d. În tabelul III.4 sînt prezentate cîteva tipuri de diode Zener românești cel mai frecvent utilizate.

Un exemplu de schemă cu diodă Zener îl constituie montajul din fig. III.21, unde se urmărește stabilizarea tensiunii la bornele consumatorului, R_s (cunoscut) la o valoare dorită, U_s. Se pune, deci, problema de a alege valoarea tensiunii de intrare U_i,



III.21. Schemă de stabilizator cu diodă Zener.

valoarea rezistenței de limitare R și tipul corespunzător de diodă Zener. Uneori se indică valoarea curentului de sarcină I_s, în locul rezistenței R_s, dar mărimile sînt interdependente prin legea lui Ohm ($U_s = R_s \cdot I_s$). Pentru o mai ușoară urmărire a etapelor de calcul, vom face referire la un exemplu numeric:

$U_s = 10$ V, $R_s = 500\ \Omega$ ($I_s = 20$ mA).

A. Dioda Zener va fi aleasă din tipurile de catalog care au tensiunea nominală U_z cît mai apropiată de U_s: $U_z = U_s$ (în exemplul nostru, $U_z = 10$ V). O condiție suplimentară impusă diodei este aceea de a avea curentul maxim, $I_{z\,max}$, cu mult mai mare ca I_s. În exemplul dat putem alege tipul PL 10 Z, care are $I_{z\,max} = 94$ mA $\gg 20$ mA $= I_s$.

B. Tensiunea de intrare se alege în așa fel încît valoarea sa minimă, $U_{i\,min}$, să fie mai mare ca U_z. Considerînd că fluctuațiile în timp nu depășesc $\pm 25\%$, se poate lua $U_i \approx 1{,}6U_z$. Limitele extreme ale tensiunii de intrare vor fi astfel $U_{i\,min} = 1{,}2U_z$ și $U_{i\,max} = 2U_z$ (pentru ex. ales, $U_i = 16$ V, $U_{i\,min} = 12$ V, $U_{i\,max} = 20$ V).

Tabelul III.4

DIODE ZENER DE PRODUCȚIE ROMÂNEASCĂ

V_{zn} [V]	Toleranță ±5%				Toleranță ±10%	
	300 mW		1 W		4 W	
	I_z [mA]	TIP	I_z [mA]	TIP	I_z [mA]	TIP
2,7	5	DZ 2V7				
3	5	DZ 3				
3,3	5	DZ 3V3	100	PL 3V3Z		
3,6	5	DZ 3V6	100	PL 3V6Z		
3,9	5	DZ 3V9	100	PL 3V9Z		
4,3	5	DZ 4V3	100	PL 4V3Z		
4,7	5	DZ 4V7	100	PL 4V7Z		
5,1	5	DZ 5V1	100	PL 5V1Z		
5,6	5	DZ 5V6	100	PL 5V6Z		
6,2	5	DZ 6V2	100	PL 6V2Z		
6,8	5	DZ 6V8	100	PL 6V8Z		
7,5	5	DZ 7V5	100	PL 7V5Z		
8,2	5	DZ 8V2	100	PL 8V2Z		
9,1	5	DZ 9V1	50	PL 9V1Z		
10	5	DZ 10	50	PL 10Z	250	4 DZ 10
11	5	DZ 11	50	PL 11Z		
12	5	DZ 12	50	PL 12Z	210	4 DZ 12
13	5	DZ 13	50	PL 13Z		
15			25	PL 15Z	170	4 DZ 15
16			25	PL 16Z		
18			25	PL 18Z	140	4 DZ 18
20			25	PL 20Z		
22			25	PL 22Z	115	4 DZ 22
24			25	PL 24Z		
27			25	PL 27Z	95	4 DZ 27
30			25	PL 30Z		

C. Valoarea rezistenței de limitare R se calculează cu relația:

$$R = \frac{U_{i\,max} - U_z}{I_s + I_{z\,max}} = \frac{U_z}{I_s + I_{z\,max}} \quad (6)$$

Aceasta trebuie privită ca o valoare minimă admisă pentru R, prezentînd garanție numai în cazul în care curentul consumat este constant și

cînd sarcina este permanent conectată la ieşire. Atunci cînd, prin natura consumatorului, curentul de sarcină poate să varieze de la zero la I_s, valoarea de mai sus devine periculoasă. În momentele de vîrf ale tensiunii de intrare, cînd sarcina nu consumă, dioda preia întregul curent $I_s + I_{z\,max}$, riscînd să se străpungă. De aceea, în cazul consumatorilor variabili se alege pentru R o limită inferioară mai mare:

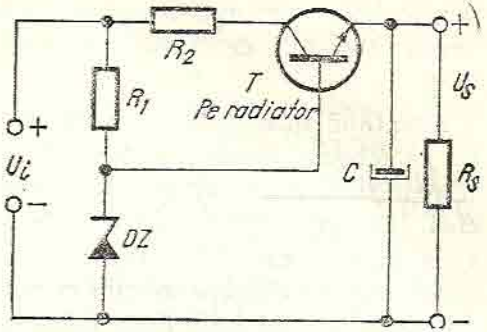
$$R = \frac{U_{i\,max} - U_z}{I_{z\,max}} = \frac{U_z}{I_{z\,max}}. \qquad (7)$$

(în ex. numeric, $R \approx 106\ \Omega$, care se poate rotunji prin adaus la 110—120 Ω).

Stabilizatorul simplu, descris mai sus se utilizează numai în cazul unor curenţi de sarcină mici — miliamperi sau, zeci de miliamperi —, (la alimentarea instrumentelor de măsură, a generatoarelor de semnal sau chiar a unor radioreceptoare cu consum redus). Stabilizarea în raport cu variaţiile tensiunii de intrare este destul de bună (factorul F fiind de ordinul zecilor sau chiar mai mare, în funcţie de calitatea diodei Zener), în schimb rezistenţa de ieşire rămîne relativ mare, deci tensiunea la borne depinde sensibil de valoarea curentului de sarcină.

Pentru consumatorii variabili al căror curent de sarcină depăşeşte 100 mA sînt preferate montajele de stabilizare prevăzute cu element regulator comandat cu ajutorul unei diode Zener.

În fig. III.22 este prezentată schema unui *stabilizator parametric cu tranzistor serie*. El este parametric, deoarece utilizează direct proprietatea de



III.22. Schemă de stabilizator parametric cu tranzistor serie.

stabilizare a celulei $R_1 — DZ$, şi serie, deoarece elementul de reglare — adică tranzistorul T — este conectat în serie cu consumatorul R_s. Tensiunea de intrare U_i se distribuie astfel pe circuitul colector-emitor al tranzistorului, pe rezistenţa R_2 şi pe rezistenţa de sarcină R_s.

Celula de stabilizare $R_1 — DZ$ funcţionează în modul descris anterior, asigurînd polarizarea bazei tranzistorului cu o tensiune constantă U_Z, care se regăseşte la bornele de ieşire (minus căderea neglijabilă pe joncţiunea emitor-bază). Pentru a putea păstra la ieşire o tensiune constantă, tranzistorul preia o fracţiune variabilă din U_i, în funcţie de fluctuaţiile intrării, jucînd astfel rolul unui regulator de tensiune.

Rezistenţa R_2 reduce căderea de tensiune pe tranzistor, micşorînd astfel puterea disipată de acesta. Ea se alege în aşa fel încît, în cazul unui scurtcircuit accidental al bornelor de ieşire, să limiteze curentul la valoarea maximă admisă de tranzistor.

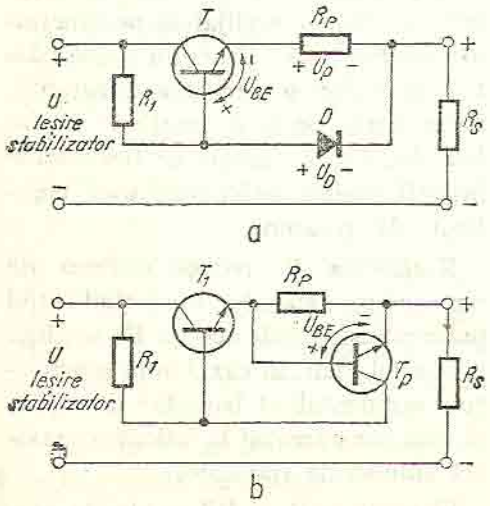
Elementele R_1 şi DZ se aleg în modul descris anterior, de data aceasta

sarcina celulei de stabilizare fiind curentul absorbit de baza tranzistorului.

Avantajul montajului, în comparație cu schema simplă din fig. III.21, îl reprezintă curentul sporit de sarcină, datorat amplificării tranzistorului. Este indicat să se aleagă un tranzistor avînd curentul de colector maxim de cîteva ori mai mare decît valoarea maximă preconizată pentru curentul de sarcină. Tensiunea de referință a diodei Zener va fi luată cu cca 0,5 V mai mare decît tensiunea dorită la ieșire.

III.5.2. Stabilizatoare autoprotejate.

Din motivele arătate anterior, stabilizatoarele de tensiune riscă să se autodistrugă atunci cînd curentul de sarcină depășește valoarea maximă admisă. Cazul cel mai frecvent îl reprezintă scurtcircuitarea accidentală a bornelor de ieșire, care poate să fie rezultatul unei greșeli (neatenție), sau efectiv un accident în montajul alimentat. Viteza mare cu care se produce străpungerea joncțiunilor semiconductoare face ca siguranțele fuzibile obișnuite să nu fie de prea mare folos (ele se leagă numai în serie cu primarul transformatorului, pe care îl protejează eficient).



III.23. Siguranțe electronice pentru protejarea stabilizatorului.

Protecția la scurtcircuit poate fi asigurată de un dispozitiv separat, intercalat între ieșirea stabilizatorului și rezistența de sarcină, numit *siguranță electronică* sau de însăși schema stabilizatorului, grație unor elemente suplimentare care alcătuiesc *circuitul de autoprotecție*.

Pentru a „supraveghea" în permanență curentul consumat, este nevoie de un element *traductor de curent*, reprezentat, de obicei, printr-o rezistență, R_p, legată în serie cu ieșirea stabilizatorului. Căderea de tensiune pe această rezistență (variabilă direct proporțional cu valoarea curentului care o străbate, $U_p = I \cdot R_p$) este folosită pentru comandarea unui dispozitiv semiconductor care, la rîndul său, comandă în bază un tranzistor regulator serie (sau un element preregulator) în sensul blocării sale, atunci cînd curentul atinge o valoare maximă prestabilită, I_{max}.

O variantă simplă de siguranță electronică este dată în fig. III.23a. Tranzistorul serie T este polarizat în conducție prin rezistorul R_1, aceste două elemente fiind alese astfel încît să permită trecerea spre sarcină a curentului maxim preconizat, I_{max}. Rezistorul R_p reprezintă traductorul

de curent. El se alege astfel ca dioda D, normal blocată, să se deschidă atunci cînd curentul de sarcină atinge valoarea I_{max}. Prin intrarea în conducție a diodei, baza tranzistorului este pusă la minusul alimentării (prin D și R_s); în consecință tranzistorul se blochează, preluînd aproape întreaga tensiune de ieșire a stabilizatorului. Curentul prin rezistența de sarcină nu va depăși astfel valoarea I_{max}.

Se știe că o diodă cu germaniu intră în conducție directă de la cca 0,3 V, iar una siliciu de la cca 0,6...0,7 V. Momentul deschiderii diodei nu coincide însă exact cu blocarea tranzistorului. Orientativ, pentru curenți de limitare de ordinul amperului, R_p are valori de ordinul fracțiunilor de ohm. Pentru aceeași valoare a lui R_p, curentul maxim poate fi sporit prin legarea în serie a două sau mai multe diode.

Deoarece măsurarea rezistențelor foarte mici (sub 1 Ω) ridică în general probleme constructorilor amatori, se recomandă alegerea valorii lui R_p prin tatonare experimentală. Se dimensionează inițial o valoare mai mare, care va declanșa protecția la un curent maxim mai mic, reducîndu-se apoi treptat, pînă la obținerea limitei dorite I_{max}. În calculul estimativ se va ține cont de faptul că tensiunea U_{BE} de pe joncțiunea bază — emitor a tranzistorului se adaugă la U_p.

Să considerăm un exemplu concret, și anume $U = 12$ V, $I_{max} = 1$ A. Se pot lua $T = 2$ N 3055, $R_1 = 100...240$ Ω și două diode de tip I 407 înseriate ($U_p = 2 \cdot 0{,}75$ V $= 1{,}5$ V). Considerînd $U_{BE} \approx 0{,}7$ V, rezultă $U_p \approx 0{,}8$ V, deci $R_p \approx 0{,}8\Omega$. Se va pleca de la o valoare inițială de cca 1...1,2 Ω.

De cele mai multe ori, elementul de comandă al protecției îl reprezintă un tranzistor. O variantă de siguranță de acest fel este prezentată în fig. III.23 b. Valoarea R_p se alege astfel încît pentru curenți de sarcină mai mici decît I_{max}, tranzistorul T_p să fie blocat. La atingerea curentului maxim, căderea de tensiune $U_p = R_p \cdot I_{max}$ egalează valoarea U_{BE}, necesară pentru deschiderea tranzistorului T_p, care blochează astfel tranzistorul serie T_1, negativîndu-i baza prin rezistența de sarcină R_s. Valoarea orientativă a traductorului se stabilește cu relația:

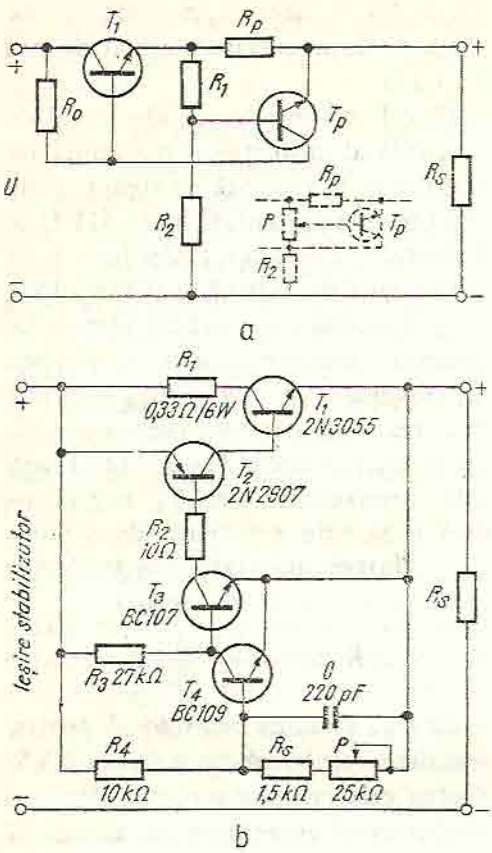
$$R_p[\Omega] = \frac{U_{BE}[\mathrm{V}]}{I_{max}[\mathrm{VA}]}, \qquad (8)$$

unde U_{BE} se ia de cca 0,65 V pentru tranzistoarele cu siliciu și de cca 0,3 V pentru cele cu germaniu.

Ajustarea experimentală a valorii lui R_p este o operație migăloasă, necesitînd multe măsurători intermediare. Ea poate fi evitată prin aplicarea artificiului ilustrat în fig. III.24a, unde baza tranzistorului T_p este polarizată prin divizorul R_1R_2. Pentru o valoare dată a lui R_p, limita maximă a curentului poate fi modificată prin alegerea adecvată a raportului R_1/R_2. Divizorul se calculează astfel încît, în condiții de funcționare normală, să fie străbătut de un curent de cca 10 mA:

$$R_1 + R_2[\Omega] = \frac{U[\mathrm{V}]}{0{,}01\,[\mathrm{A}]}. \qquad (9)$$

De obicei, R_2 constituie 60...70% din această valoare totală, diferența



III.24. Variante de siguranțe electronice pentru protejarea stabilizatoarelor.

de 30...40% fiind materializată printr-un potențiometru P, prin cursorul căruia se polarizează baza lui T_p (detaliul modificat din dreapta figurii). Dacă valoarea R_p a fost aleasă conform relației (9), acțiunea divizorului este în sensul creșterii curentului maxim admis prin deplasarea în jos a cursorului lui P.

Sarcina de colector a tranzistorului T_p o reprezintă R_0. De aceea, la alegerea lui T_p se va ține cont de U și R_0 ($U : R_0 < I_{c\,max}$).

De exemplu, pentru $U = 12$ V, $T_1 = 2$ N 3055, $R_0 = 240\ \Omega$, $R_p = 1{,}2\ \Omega/2$ W, se poate lua $T_p =$ BC 107 (eventual BD 135). Dacă $P = 250\Omega$ și $R_2 = 1\,k\Omega$, curentul maxim poate fi reglat între cca 0,55 A și 1...1,2 A (cursorul la limita de jos).

O variantă „universală" de siguranță electronică este cea din fig. III.24 b. Ea asigură limitarea curentului de sarcină la o valoare reglabilă între 0,5A și 3 A, pentru tensiuni de ieșire între 6 V și 30 V. Căderea maximă de tensiune pe ea (cînd nu este anclanșată) este de cca 1,6 V.

Siguranțele electronice au două dezavantaje mari: 1) căderea suplimentară de tensiune pe traductorul de curent și pe elementul lor regulator (deci implicit afectarea stabilizării) și 2) costul ridicat prin încărcarea schemei în ansamblu cu încă un tranzistor serie, de obicei de aceeași putere cu cel al stabilizatorului. Din aceste motive, în practică se preferă includerea circuitului de protecție în schema stabilizatorului, obținîndu-se astfel stabilizatorele de tensiune autoprotejate. Principiul aplicat este cel din fig. III.24 a, cu deosebirea că divizorul de tensiune al sistemului de reacție este plasat după traductorul de curent, stabilizarea ținînd astfel cont de variațiile de tensiune pe acesta. În plus, tranzistorul de protecție comandă regulatorul serie (sau preregulatorul) al stabilizatorului, nemaifiind astfel necesar un element serie suplimentar.

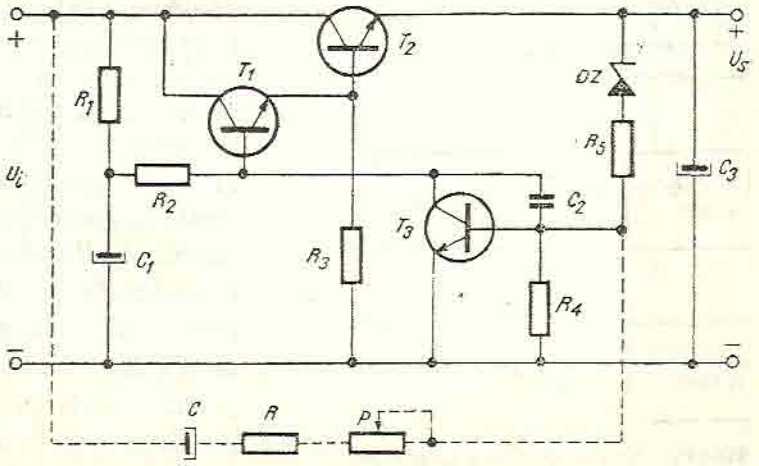
III.6. REDUCEREA ONDULAŢIILOR LA IEŞIRE

Pe lîngă elementele menţionate anterior, stabilizatoarele mai conţin, de regulă, şi unele circuite speciale (sau doar capacitoare suplimentare) cu rolul de reducere a ondulaţiilor la ieşire. Această măsură se impune din două motive: 1) componentele alternative „scăpate" după filtrarea propriu-zisă se propagă la ieşirea stabilizatorului; 2) stabilizatorul însuşi poate genera anumite oscilaţii, situaţie întîlnită îndeosebi atunci cînd schema conţine tranzistoare care lucrează în regim de amplificare mare.

Conectarea unor capacitoare de mare capacitate la ieşirea stabilizatorului reprezintă o metodă de filtrare suplimentară. În cazul surselor neprotejate, însă, valoarea capacităţii este limitată, deoarece curentul foarte mare de încărcare a capacitorului la pornire poate duce la străpungerea tranzistorului serie.

Rezultate foarte bune se obţin prin aplicarea artificiului din fig. III.25. Grupul serie C—R—P preia de la intrare o fracţiune (reglabilă) a componentei alternative şi o injectează într-un punct al schemei, astfel ales încît la ieşire să apară o componentă în opoziţie de fază cu ondulaţiile propagate în mod normal prin stabilizator. Reglînd din P valoarea fracţiunii injectate, se urmăreşte (cu osciloscopul, sau prin măsurare cu un milivoltmetru cu sondă de curent alternativ) obţinerea unui minim de ondulaţii prin anularea celor două tensiuni opuse.

În unele scheme, tranzistoarele amplificatorului de eroare au conectate între bază şi colector (sau emitor) capacitoare de ordinul sutelor de picofarazi — pînă la zeci de nanofarazi, avînd rolul de a împiedica autooscilaţia etajelor respective. Ele pot fi introduse, prin tatonare experimentală, chiar dacă schema originală nu le conţine, atunci cînd la ieşirea stabilizatorului se constată apariţia unor oscilaţii inexistente după filtrul de netezire.

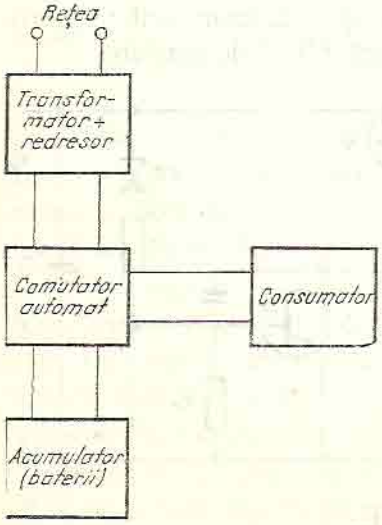


III.25. Circuit pentru reducerea ondulaţiilor la ieşire.

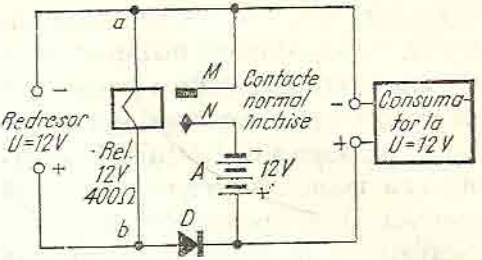
III.7. ALIMENTAREA MIXTĂ

Există situații practice în care se impune dotarea unor consumatori de c.c. cu surse duble de tensiune (redresor și acumulator sau baterii), astfel încît, în cazul unei eventuale avarii a rețelei (arderea siguranței sau pană de curent), alimentarea să fie comutată automat pe sursa independentă. Asemenea situații pot apărea și la nivelul construcțiilor de amatori (de ex. în cazul avertizoarelor menite să atragă atenția asupra unor fenomene nedorite sau primejdioase: inundarea unei încăperi, forțarea unei uși, depășirea unei temperaturi limită etc.).

Schema bloc de alimentare în astfel de situații este cea din fig. III.26. Se subînțelege că tensiunea acumulatorului (bateriilor) trebuie să fie egală cu cea furnizată de redresor, deci cu tensiunea solicitată de consumator. Din motive economice, alimentarea



III.26. Schema bloc de alimentare mixtă.



III.27. Schema de alimentare mixtă la 12V.

trebuie să fie de la rețea, atunci cînd aceasta și-a recăpătat tensiunea nominală. Funcțiile respective sînt îndeplinite de blocul comutator, care este reprezentat, de obicei, de un releu electromagnetic.

Să urmărim schema practică din fig. III.27, în care consumatorul necesită tensiunea continuă de 12 V. Atîta timp cît rețeaua funcționează normal, această tensiune este furnizată de redresor (dioda *D*, legată în serie în circuit, fiind în conducție, preia o fracțiune neglijabilă din tensiunea sursei). Redresorul alimentează totodată bobina releului *Rel*, ale cărui contacte, *M*—*N*, normal închise, se vor deschide (releul anclanșat). Atunci cînd rețeaua (sau legătura cu aceasta) se întrerupe, redresorul nu mai furnizează tensiunea și releul revine în repaus. Contactele *M*—*N* se închid, stabilind astfel alimentarea consumatorului de la acumulatorul *A*. Rolul diodei *D* este de a împiedica, în această situație, trecerea curentului de la acumulator spre redresor. La revenirea tensiunii de rețea, releul va anclanșa din nou, întrerupînd circuitul acumulatorului, alimentarea trecînd automat pe redresor.

Releul ales trebuie să aibă o tensiune de anclanșare fermă, cît mai apropiată de valoarea lui U (mai mică puțin sau cel mult egală cu aceasta), $U_{Rel} \approx U$ și un curent de lucru I_{Rel} cît mai mic, pentru a nu suprasolicita redresorul. În caz de nevoie, se poate folosi și un releu cu tensiunea sensibil mai mică, legînd în serie cu el (între punctele a și b) o rezistență R de limitare a curentului la valoarea de anclanșare fermă I_{Rel}:

$$R \approx \frac{U - U_{Rel}}{I_{Rel}}. \qquad (10)$$

Dioda D trebuie să suporte fără încălzire apreciabilă, curentul maxim al consumatorului.

III.8. ALTE MODURI DE ALIMENTARE

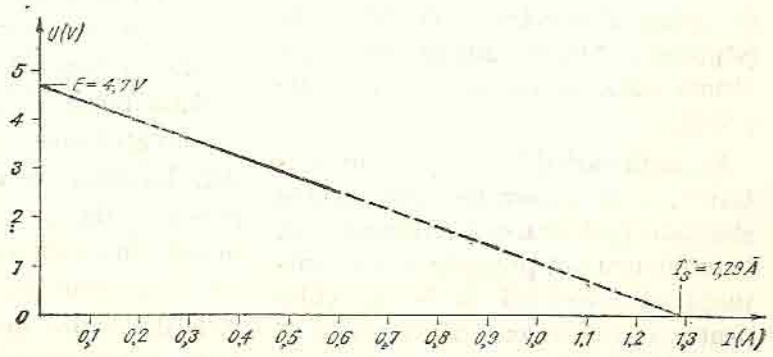
Pentru alimentarea montajelor experimentale, constructorii amatori utilizează frecvent *bateriile electrice* de diferite tipuri. Principiul de generare a curentului electric prin reacții chimice este cunoscut din manualele școlare și de aceea vor fi prezentate doar unele observații cu caracter practic.

Spre deosebire de stabilizatoare, sursele chimice de curent electric manifestă o pronunțată tendință de variație a tensiunii la borne, cauzele fiind multiple. Este de vină, în primul rînd, rezistența internă (r), relativ ridicată, care face simțită căderea de tensiune (rI) chiar pentru valori mici ale curentului consumat. Se știe din legea lui Ohm generalizată că tensiunea U, la bornele unei surse, are valoarea:

$$U = E - rI = RI, \qquad (11)$$

unde E reprezintă tensiunea electromotoare (tensiunea la borne fără sarcină), r — rezistența internă a sursei, R — rezistența din circuitul exterior (de sarcină) și I — curentul consumat. Cu alte cuvinte, tensiunea la bornele sursei (deci și ale consumatorului) este variabilă liniar cu valoarea curentului consumat, dreapta corespunzătoare în planul U—I intersectînd axele în punctele ($U = E$; $I = 0$) și ($U = 0$; $I = E/r = I_s$ = curentul de scurtcircuit).

De ex. în fig. III.28 a fost reprezentată această variație pentru o baterie



III.28. Graficul variației tensiunii unei baterii electrice.

de tip 3R12 (4,5 V), exemplarul ales avînd două luni de la data fabricației. Prin extrapolarea dreptei se obține $I_s \approx 1{,}29$ A, de unde rezultă:

$$r \approx \frac{E}{I_s} \approx \frac{4{,}7\ \text{V}}{1{,}29\ \text{V}} \approx 3{,}6\,\Omega.$$

Spunem că bateria este de 4,5 V, dar în realitate ea furnizează exact această tensiune numai pentru o anumită valoare de curent. La un consum de cca 300 mA, de exemplu, tensiunea la borne este în jur de 3,6 V (acesta este și motivul pentru care becurile de lanternă utilizate la o astfel de baterie au tensiunea nominală de 3,5...3,8 V, iar nu de 4,5 V).

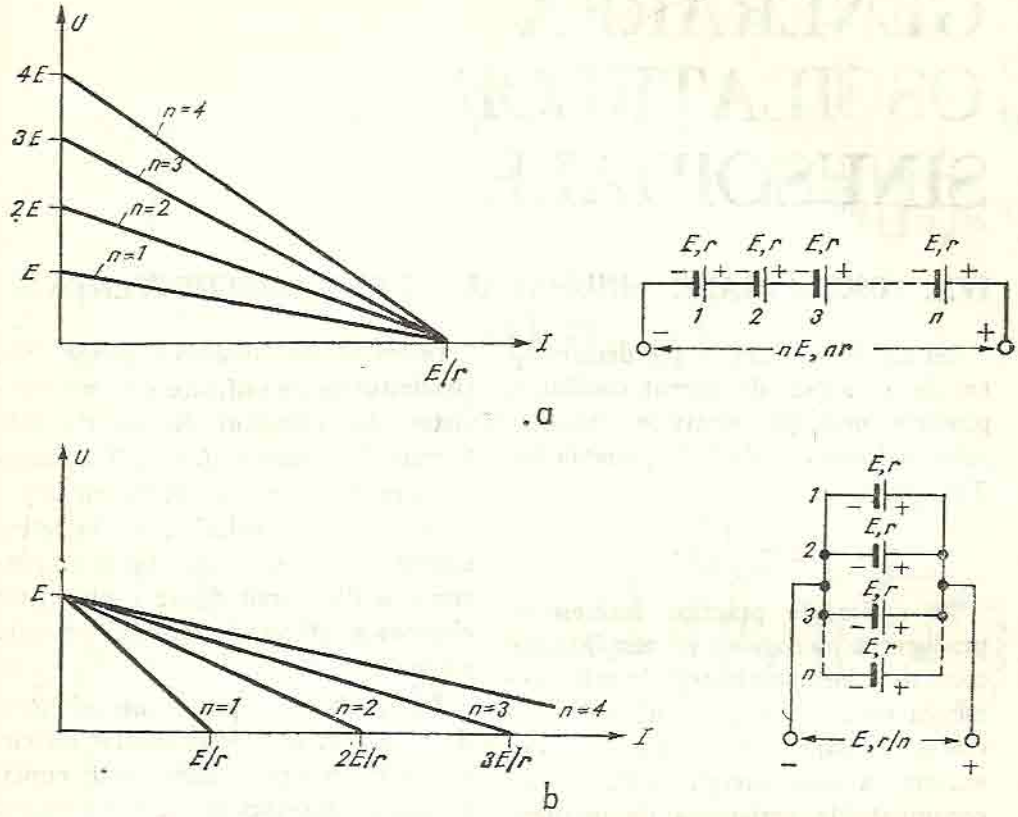
O altă sursă a variațiilor o reprezintă consumarea în timp a substanțelor generatoare de curent. Se știe că bateriile obișnuite „se uzează" chiar dacă nu sînt întrebuințate, avînd în acest sens o limită de păstrare garantată de fabrică (de obicei, șase luni). De aceea, pentru a ne folosi cît mai bine și cît mai mult timp de baterii, este indicat să consultăm, la cumpărare, data de fabricație înscrisă pe ele (obligatoriu) printr-un grup de trei cifre — de exemplu 511. Primele două cifre luate împreună indică numărul de ordine al săptămînii de fabricație (săptămîna 51), iar ultima reprezintă ultima cifră a anului de fabricație (1981).

Datorită variațiilor temperaturii ambiante, ca și a unor fenomene interne alcatoare (polarizarea electrozilor etc.), bateriile mai pot prezenta uneori fluctuații ale tensiunii la borne, chiar pentru aceeași valoare a curentului de sarcină.

Mai menționăm aici o situație de utilizare a bateriilor, anume cazul în care prin circuitul alimentat circulă și curenți alternativi. În special atunci cînd frecvențele sînt mari, decuplarea sursei prin montarea unor capacitoare adecvate în paralel pe bornele ei devine obligatorie. Justificarea constă în faptul că bateriile au o impedanță relativ ridicată pentru frecvențele mari, nepermițînd astfel circulația corectă a componentelor alternative.

O altă problemă curent întîlnită în practică o constituie legarea a două sau mai multe baterii în serie sau în paralel, pentru multiplicarea tensiunii, respectiv a curentului debitat. Legînd în serie n baterii identice (E, r), tensiunea electromotoare rezultantă crește de n ori (nE), dar în același timp se multiplică de n ori și rezistența internă (nr). Valoarea curentului de scurtcircuit rămînînd neschimbată ($I_s = nE/nr = E/r$), sursa obținută va avea o variație mai pronunțată a tensiunii la borne în funcție de curentul consumat (fig. III.29a).

Legînd în paralel n baterii identice (E, r), rezultă o sursă cu aceeași tensiune electromotoare E, dar care are o rezistență internă de n ori mai mică (r/n). Corespunzător, curentul de scurtcircuit va crește de n ori (nE/r), deci variația tensiunii la borne în funcție de curentul consumat va fi mai lentă (fig. III.29b). Ne apropiem astfel de sursele stabilizate de tensiune, dar numai din punctul de vedere al rezistenței interne la un moment dat (celelalte cauze de variație se manifestă în continuare).



III.29. Graficul variației tensiunii la legarea bateriilor în serie (a) și în paralel (b).

La legarea în paralel, este absolut necesar ca bateriile să aibă tensiunile electromotoare de valori cît mai apropiate (practic egale). În caz contrar, bateria cu tensiunea electromotoare mai mare va debita curent pe rezistențele interne r_1 și r_2, pierzîndu-se astfel inutil energie.

(Alexandru Mărculescu)

Capitolul IV

GENERAREA OSCILAȚIILOR SINUSOIDALE

IV.1. OSCILATOARE SINUSOIDALE DE RADIOFRECVENȚĂ

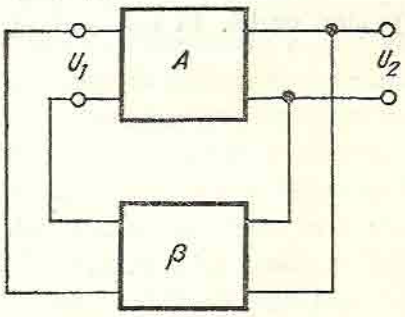
Un circuit oscilant cu pierderi, excitat de o sursă de curent continuu, produce oscilații electrice amortizate cu frecvența dată de *formula lui Thompson:*

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}.$$

În aplicațiile practice interesează producerea oscilațiilor cu amplitudine constantă (neamortizate). Practic, asemenea oscilații se pot realiza în circuitul oscilant, prin transferul din exterior a unei energii egală cu cea consumată în rezistența de pierderi, R_p și de sarcină a circuitului oscilant. Aceasta se poate realiza prin reacția pozitivă (aducerea, prin intermediul unui circuit de reacție, a unei părți din tensiunea de la ieșirea unui amplificator, în fază cu cea de la intrare) aplicată unui amplificator (fig. IV.1). În acest mod, pierderile de energie din circuitul oscilant vor fi compensate și oscilațiile vor fi întreținute, cu amplitudine constantă. Condiția de întreținere a oscilațiilor este (fig. IV.1) $A \cdot \beta = 1$ (relația lui Barkhausen), A fiind amplificarea, iar β — factorul de transfer al circuitului de reacție. Oscilatoarele care funcționează pe acest principiu se numesc oscilatoare cu reacție.

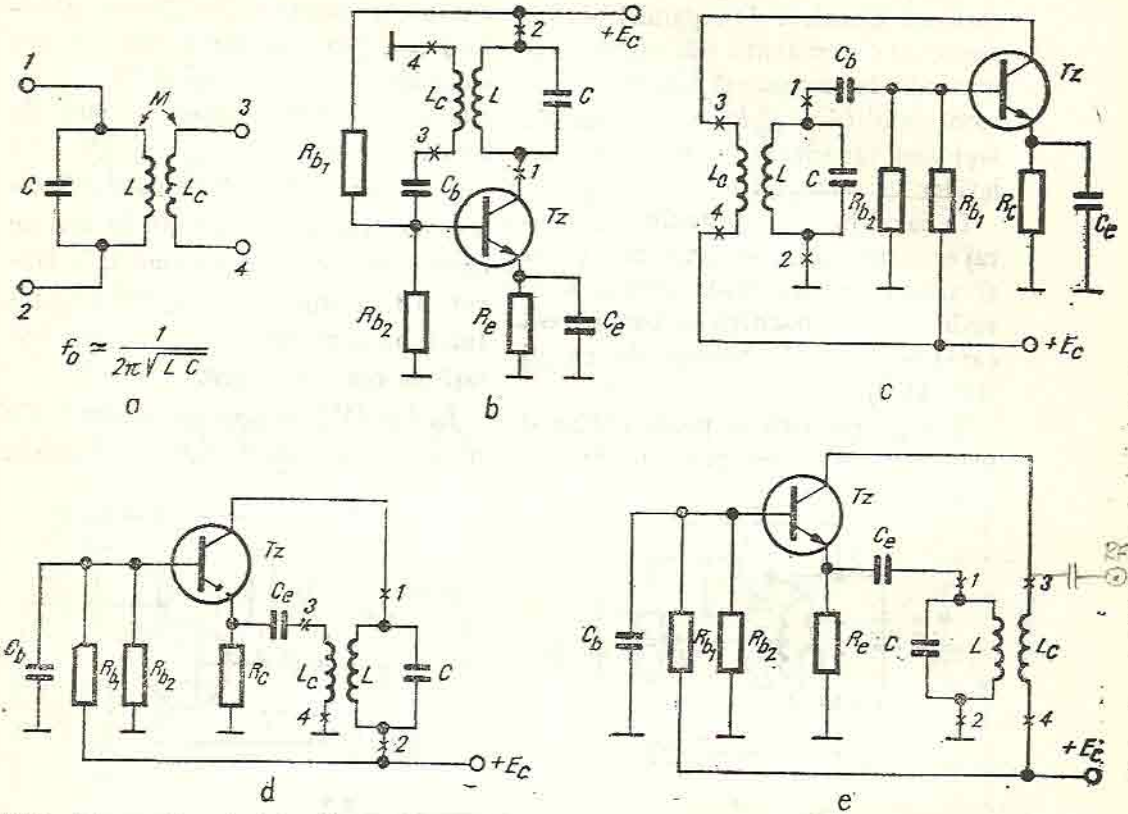
În cazul oscilatoarelor sinusoidale, elementul de amplificare este un tranzistor, iar circuitul de reacție este format din elemente L și C. Tranzistorul fiind un dispozitiv activ (cu factor de amplificare) neliniar, va întreține amplitudinea oscilațiilor pe baza consumului din sursa de alimentare, iar elementele LC vor determina frecvența semnalelor generate.

În fig. IV.2 sînt prezentate schemele de principiu ale oscilatoarelor cu circuitul de reacție realizat prin cuplaj inductiv (transformator). Circuitul oscilant (fig. IV 2a) este format din bobina de inductanță L și capacitorul cu capacitatea C. Bobina de inductan-



$A = \frac{U_2}{U_1}$; $\beta = \frac{U_1}{U_2}$ → $\boxed{A \cdot \beta = 1}$

IV.1. Schema bloc a oscilatorului cu reacție pozitivă.



IV.2. Scheme de principiu ale oscilatorului cu cuplaj prin inductanță (transformator).
a. Circuitul oscilant și inductanța de cuplaj L_c.
b. Oscilator cu circuit acordat în colector, în montaj *EC*.
c. Oscilator cu circuit acordat în bază, în montaj *EC*.
d. Oscilator cu circuit acordat în colector, în montaj *BC*.
e. Oscilator cu circuit acordat în emitor, în montaj *BC*.

ță Lc este cuplată cu L prin inductanța de cuplaj M. Prin intermediul acestui circuit se realizează reacția pozitivă, adică din circuitul oscilant se aduce un semnal la intrarea în amplificator, necesar întreținerii oscilațiilor.

Circuitul oscilant poate fi conectat în colector, iar reacția prin Lc și C_b în circuitul bazei (fig. IV 2b). Se poate dispune circuitul oscilant în baza tranzistorului și bobina de reacție (de cuplaj, Lc) în colector (fig. IV 2c). Circuitul oscilant se poate conecta și în emitorul tranzistorului, cuplajul făcîndu-se cu bobina din colector, situație în care baza este la masă (fig. IV. 2e).

Circuitul acordat poate fi conectat în circuitul colectorului, reacția făcîndu-se în emitor (fig. IV. 2d), baza fiind la masă.

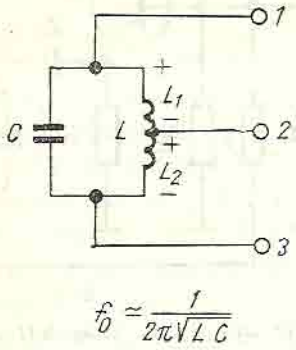
În toate schemele din fig. IV. 2, frecvența oscilațiilor este practic egală cu cea de rezonanță a circuitului

oscilant. Circuitul LC, paralel, avînd impedanța (rezistența echivalentă R_0) maximă la rezonanță, amplificarea montajului ($A = g_m R_0$) va fi maximă, fapt care favorizează producerea oscilațiilor la această frecvență.

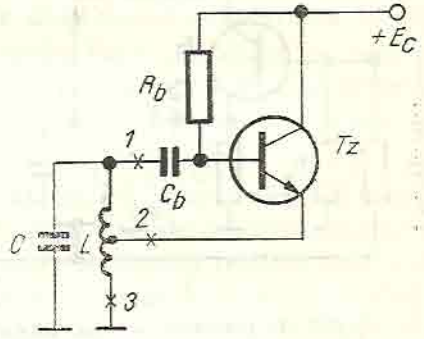
În cazul în care construim un montaj oscilator cu cuplaj prin inductanță și acesta nu oscilează, pentru a se realiza reacția pozitivă se vor inversa capetele 3—4 ale bobinei de cuplaj (fig. IV.2).

Reacția pozitivă se poate obține și prin utilizarea unei prize pe bobina circuitului oscilant *(oscilatorul Hartley)* sau prin realizarea unui divizor capacitiv — priză pe capacități — *(oscilatorul Colpitts)*. Aceste tipuri de oscilatoare se mai numesc „în trei puncte" sau cu filtru Π trece-sus (Hartley) sau trece-jos (Colpitts). În ambele cazuri trebuie să ținem seama de faptul că tensiunile de la capetele circuitului oscilant sînt defazate cu 180° față de cea de pe priză.

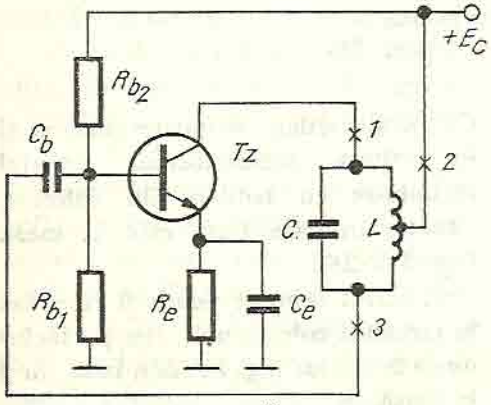
În fig. IV.3 se prezintă schemele de principiu ale oscilatoarelor Hartley.



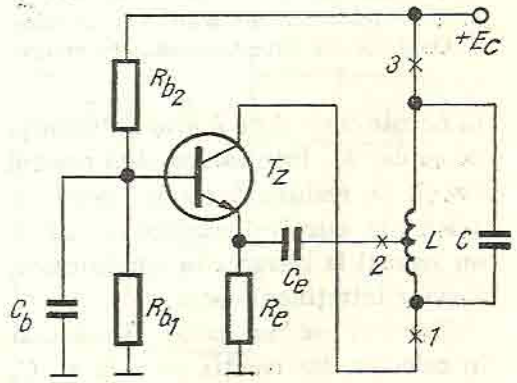
a



b

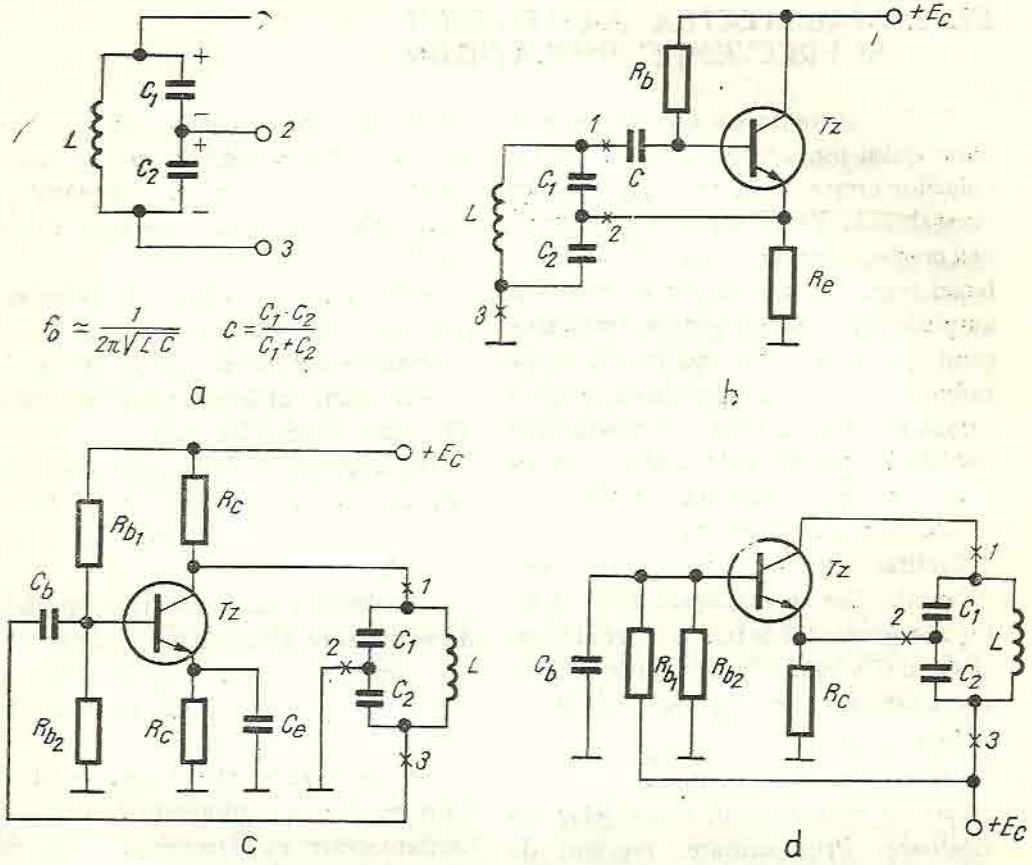


c



d

IV.3. Schema de principiu a oscilatorului Hartley.
a. Circuitul oscilant cu priză pe bobină.
b. Schema în montaj *CC*.
c. Schema în montaj *EC*.
d. Schema în montaj *BC*.



IV.4. Schema de principiu a oscilatorului Colpitts.
a. Circuit oscilant cu priză pe capacitoare.
b. Schema în montaj *CC*.
c. Schema în montaj *EC*.
d. Schema în montaj *BC*.

Circuitul oscilant cu priză (fig. IV.3a) se poate conecta (terminalele *1—2—3*) în montaje de amplificare în conexiune *CC* (fig. IV.3b), *EC* (fig. IV.3c) sau *BC* (fig. IV.3d). Frecvența de oscilație este practic egală cu cea de rezonanță a circuitului *LC*.

În fig. IV.4 se prezintă schemele de principiu ale oscilatoarelor Colpitts. Realizarea prizei prin divizorul capacitiv în circuitul oscilant (fig. IV.4a) determină ca valoarea capacității de acord să fie egală cu cele două capacități conectate în serie, adică:

$$C = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}.$$

Se pot realiza scheme de oscilatoare în montaj cu conexiune *CC* (fig. IV.4b), *EC* (fig. IV.4c) sau *BC* (fig. IV.4d).

În toate montajele prezentate, dacă este necesară reglarea frecvenței de oscilație, se va introduce în circuitul oscilant un element variabil *L* sau *C*. În locul tranzistoarelor bipolare se pot utiliza tranzistoare cu efect de cîmp (TEC și MOS TEC).

IV. 2. STABILITATEA AMPLITUDINII ȘI FRECVENȚEI OSCILAȚIILOR

A. La alimentarea cu tensiune a montajului oscilator, amplitudinea oscilațiilor crește de la zero la o valoare prestabilită. Pe măsură ce amplitudinea crește, se va modifica și polarizarea bazei tranzistorului în sensul reducerii amplificării (pantei) pentru realizarea condiției A. $\beta = 1$. Cînd există egalitatea $A \cdot \beta = 1$, amplitudinea se păstrează constantă. Orice influență care modifică egalitatea de mai sus se va manifesta prin variația amplitudinii oscilațiilor, fapt nedorit.

Limitarea și stabilizarea amplitudinii oscilațiilor se realizează alegînd un regim convenabil de funcționare al tranzistorului, a valorii factorului de calitate al circuitelor, prin alegerea prizelor etc.

În radiotehnică, în majoritatea aplicațiilor, nu este esențială puterea, respectiv randamentul montajelor oscilatoare. Prin urmare, regimul de funcționare al tranzistorului se poate alege în clasă A, AB sau B. Dacă se alege regimul de funcționare în clasă A sau AB se realizează limitarea amplitudinii oscilațiilor în regiunea de tăiere (de blocare) a tranzistorului („limitarea jos").

În montajele oscilatoarelor se recomandă:

— realizarea divizorului de polarizare a bazei cu ajutorul a două rezistoare, R_{b1} și R_{b2};

— intercalarea unui șoc de RF în serie cu rezistorul nedecuplat din emitor (în montajele BC);

— realizarea unei reacții negative parțiale prin divizarea rezistorului din emitor în două rezistoare dintre care unul să fie nedecuplat (la montaje EC), conectarea în serie cu colectorul a unui rezistor de reacție (de cîteva sute de ohmi);

— stabilizarea tensiunii de polarizare a bazei prin diode (Zener), în special la aparate alimentate de la baterii;

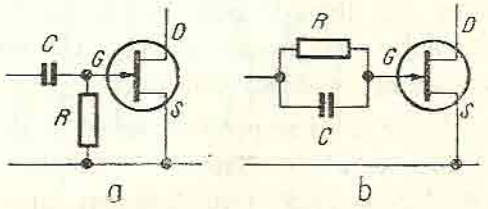
— în cazul utilizării tranzistoarelor TEC sau MOS TEC, din cauza impedanței foarte mari de intrare (megohmi sau zeci de megohmi) se vor utiliza circuite RC de polarizare a grilei (fig. IV.5);

— utilizarea unor montaje speciale de stabilizare a amplitudinii de ieșire;

— realizarea unui cuplaj slab cu sarcina, în special dacă aceasta este variabilă;

— amortizarea circuitului oscilant cu o rezistență suplimentară, în cazul oscilatoarelor cu frecvență variabilă (cazul oscilatorului local din receptoare).

B. Instabilitatea frecvenței oscilatoarelor LC este apreciată prin raportul dintre variația frecvenței Δf și frecvența de oscilație nominală (corectă), adică $\Delta f/f$, considerată pe o



IV.5. Circuite de polarizare a grilei.
a. Cu rezistență în paralel.
b. Cu rezistență în serie.

perioadă definită de timp. Dacă perioada de timp este mai mică (minute sau ore) definim „stabilitatea de scurtă durată"; în cazul în care perioada de timp este mai mare se definește „stabilitatea de lungă durată". În cazul oscilatoarelor destinate radioreceptoarelor ne interesează ambele categorii de stabilitate.

Stabilitatea frecvenței oscilațiilor depinde de mai mulți factori, dintre care cei mai importanți sînt:

IV.2.1. Variația temperaturii

Odată cu variația temperaturii mediului ambiant se vor modifica: valorile rezistențelor, inductanțelor, capacităților și, într-o anumită măsură, parametrii tranzistoarelor. La frecvențe nu prea mari, $f < 30$ MHz, variația rezistenței conductorului bobinei ΔR, în funcție de variația temperaturii ΔT nu este importantă. Variațiile temperaturii ΔT, datorită dilatării conductorului și carcasei bobinei, determină modificarea dimensiunilor geometrice ale acesteia, deci a inductanței cu ΔL. Pentru micșorarea variației inductanței cu temperatura se recomandă utilizarea de carcase din materiale cu coeficient mic de dilatare (ceramice) și realizarea bobinei pe un singur strat. La bobinele cu miezuri magnetice (ferocart sau ferite) variația permeabilității magnetice, μ_{ef}, are un rol important. Coeficientul de temperatură al inductanței definit de relația:

$$\alpha_L = \frac{1}{L} \cdot \frac{\Delta L}{\Delta T} \ [10^{-6}/°C] \text{ sau } [\text{ppm}/°C]$$

este de regulă pozitivă, adică odată cu creșterea temperaturii ΔT crește și inductanța cu ΔL. La bobine cu un singur strat pe carcase ceramice $\alpha_L = (25...50)[\text{ppm}/°C]$; [ppm = parts per milion (milionimi)], iar la bobine cu mai multe straturi (fagure) $\alpha_L = (150...250)[\text{ppm}/°C]$.

În cazul capacitoarelor, odată cu variația temperaturii ΔT, se vor modifica, prin dilatare, dimensiunile geometrice ale armăturilor metalice; se produce, de asemenea, o schimbare a valorii constantei dielectrice ε_r a dielectricului.

Coeficientul de temperatură al capacității α_c este dat de relația:

$$\alpha_c = \frac{1}{C} \cdot \frac{\Delta C}{\Delta T} \ [10^{-6}/°C] \text{ sau } [\text{ppm}/°C].$$

În funcție de natura dielectricului (izolatorului) dintre armăturile capacitorului, α_c poate fi pozitiv sau negativ. Pentru condensatoarele cu mică $\alpha_c = (10...80)$ [ppm/°C], pentru condensatoarele cu styroflex $\alpha_c = -(100...250)$ [ppm/°C]; pentru condensatoarele ceramice α_c poate fi pozitiv sau negativ, în funcție de materialul ceramic, cele cu ticond au $\alpha_c = -(100...1\,000)$ [ppm/°C] cele cu calit $\alpha_c = +150$ [ppm/°C], iar capacitoarele variabile cu aer au $\alpha_c = (150...200)[\text{ppm}/°C]$. Valoarea coeficientului α_c se dă în catalog de către fabrica producătoare.

Instabilitatea frecvenței datorită variației ΔL și ΔC în funcție de temperatura ΔT, se deduce din formula:

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$ de unde rezultă coeficientul de temperatură al frecvenței:

$$\alpha_f = -0{,}5(\alpha_L + \alpha_C).$$

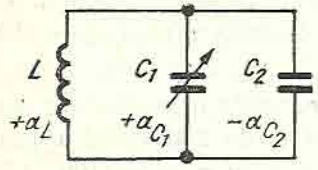
Pentru obținerea unei bune stabilități a frecvenței ($\alpha_f = 0$) trebuie înde-

plinită condiția $\alpha_L = -\alpha_C$, adică trebuie să se realizeze compensarea termică a elementelor circuitului oscilant. Coeficientul de temperatură al inductanței α_L, fiind de regulă pozitiv, se va stabili pentru capacitatea totală de acord un coeficient de temperatură α_C negativ și egal cu α_L.

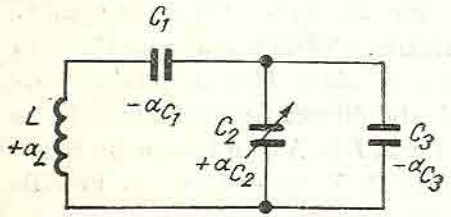
De obicei, este greu să găsim un capacitor care să aibă $-\alpha_C = \alpha_L$ și atunci se procedează la legarea, în serie sau în paralel, a două capacitoare C_1 și C_2 care au coeficienții de temperatură diferiți α_{C1}, respectiv α_{C2}, obținîndu-se coeficientul de temperatură echivalent α_C.

În cazul legării în paralel a capacitoarelor se obține:

$$\alpha_C = \frac{\alpha_{c1}C_1 + \alpha_{c2}C_2}{C_1 + C_2},$$



a



b

IV.6. Compensarea termică a circuitului oscilant.
a. Cu capacitoare în paralel (coeficientul α_{c2} negativ).
b. Cu capacitoare în serie și paralel ($-\alpha_{c1}$ și $-\alpha_{c3}$).

iar la legarea în serie:

$$\alpha_C = \frac{\alpha_{c2}C_1 + \alpha_{c1}C_2}{C_1 + C_2}.$$

În fig. IV.6 sînt prezentate două circuite oscilante, unde s-a prevăzut compensarea termică a coeficientului de temperatură a frecvenței. Compensarea termică se poate face într-o singură poziție a capacitorului variabil (fig. IV.6a) sau în două poziții ale acestuia (fig. IV.6b).

IV.2.2. Variația tensiunii de alimentare

Frecvența exactă a oscilațiilor depinde, în afară de elementele circuitului oscilant, și de parametrii tranzistorului. Modificarea admitanței de intrare și de ieșire are o influență mare asupra stabilității frecvenței. În cazul modificării capacității de intrare C_{11} sau de ieșire C_{22}, se va modifica capacitatea de acord a circuitului oscilant cu care este cuplat tranzistorul. Variația rezistențelor R_{11} sau R_{22} vor modifica factorul de calitate în sarcină a circuitului oscilant, prin urmare și frecvența de oscilație. La frecvențe mai înalte, admitanța, inversă de transfer, y_{12}, (R_{12} și C_{12}), va influența stabilitatea frecvenței.

Parametrii tranzistoarelor sînt funcție de tensiunile de polarizare și temperatură. Variația tensiunii de alimentare (din care se obține polarizarea tranzistorului) va duce la modificarea parametrilor și deci a frecvenței de oscilație.

În scopul reducerii instabilității frecvenței datorită variațiilor parametrilor tranzistorului se recomandă:

— utilizarea unor tranzistoare cu frecvența de tranziție (f_T) mult mai

mare decît frecvența de lucru a oscilatorului (f_0); $f_T > (5...10)f_0$;

— realizarea unui cuplaj cît mai slab (fără a periclita condiția de oscilație) între tranzistor și circuitul oscilant, prin cuplarea tranzistorului pe priza bobinei, prin cuplaj inductiv slab în cazul oscilatorilor cu reacție prin transformator, sau prin montarea în divizor (Colpitts) a unor capacitoare de valori cît mai mari posibile;

— introducerea, în serie cu baza sau colectorul tranzistorului, a unor reactanțe de compensare (capacități pentru schemele Hartley, inductanțe pentru schemele Colpitts); se poate aplica numai oscilatorilor cu frecvență fixă.

— realizarea unui cuplaj slab cu sarcina pe care debitează oscilatorul; în unele cazuri, se prevede la ieșire un etaj separator.

IV.2.3. Influențe de natură mecanică

În cazul oscilatoarelor cu frecvență variabilă (cazul oscilatorului local din receptoare), capacitorul de acord este variabil. Vibrațiile și sarcinile mecanice produc deplasări elastice sau plastice ale armăturilor care duc la variația frecvenței.

Pentru reducerea acestor influențe, capacitorul variabil se va nota pe suporți elastici. Bobinele vor fi fixate cît mai rigid; în cazul existenței miezurilor (feritelor) acestea se vor bloca cu ceară.

În unele radioreceptoare auto (mobile), pentru a se evita efectul de „microfonie" a capacitorului variabil, se adoptă soluția ca elementul variabil din circuitul oscilant să fie un variometru (inductanță variabilă).

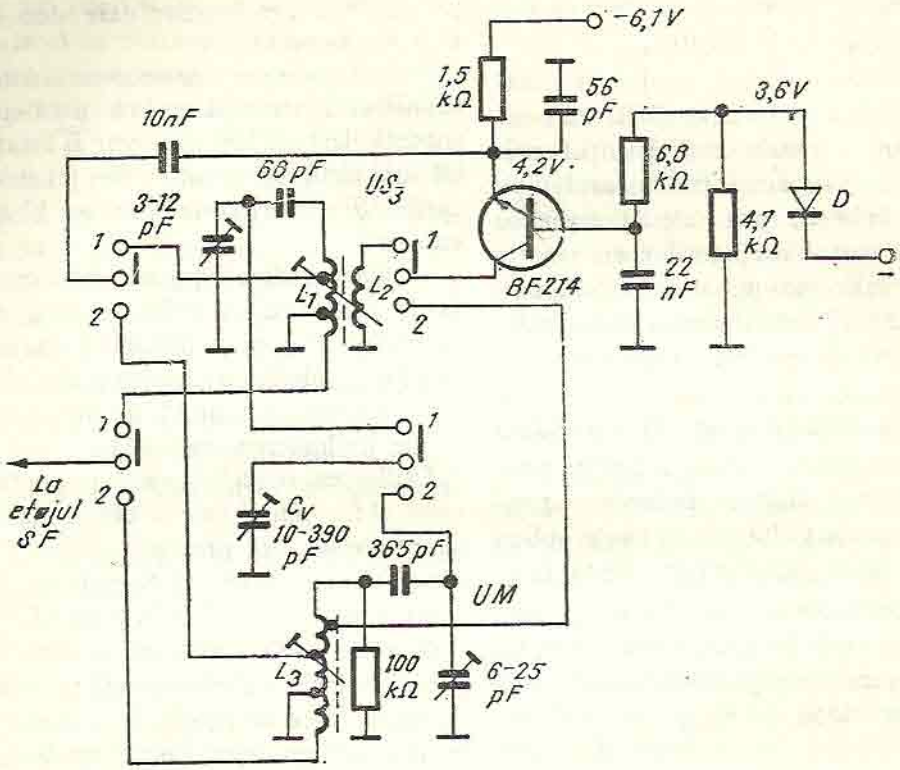
Utilizarea diodelor varicap pentru acordul frecvenței este o soluție foarte avantajoasă. În prezent se fabrică diode varicap care pot fi utilizate în toate gamele (UL, UM, US și UUS).

Observație. O stabilitate sporită se poate obține cu ajutorul oscilatoarelor cu cuarț, care de regulă, se utilizează în instalații profesionale. În unele cazuri (în special în gama UUS) cu toate măsurile luate pentru îmbunătățirea stabilității frecvenței oscilatoarelor LC, variația frecvenței ($\Delta f/f \simeq 10^{-3}$) este prea mare, situație în care se prevede un reglaj automat al frecvenței RAF sau CAF (vezi cap. IX).

IV.3. SCHEME PRACTICE DE OSCILATOARE LC

La realizarea practică a oscilatoarelor se ține seama în primul rînd de destinația acestora. Vom prezenta cîteva scheme tipice utilizate mai frecvent.

În fig. IV.7 este prezentată schema electrică a oscilatorului local dintr-un radioreceptor. În gama UM, oscilatorul este realizat în montaj Hartley cu conexiune bază comună (BC). Pentru îmbunătățirea stabilității frecvenței și amplitudinii oscilațiilor în toată gama ($f_{max}...f_{min}$) s-a realizat cuplarea pe priză a colectorului, s-a conectat în paralel cu circuitul oscilant rezistorul de 100 kΩ, s-a prevăzut reacția negativă în emitor (reactanța $C = 56$ pF este mare în UM). Capacitorul pader (vezi cap. VIII) de 365 pF este cu styroflex ($-\alpha_c$) și s-a prevăzut polari-



IV.7. Schema electrică a oscilatorului local pe UM și US3 (Radioreceptorul „Jupiter").

zarea bazei prin dioda de stabilizare *D*. Baza este la masă pentru radiofrecvență prin capacitorul de 22 nF.

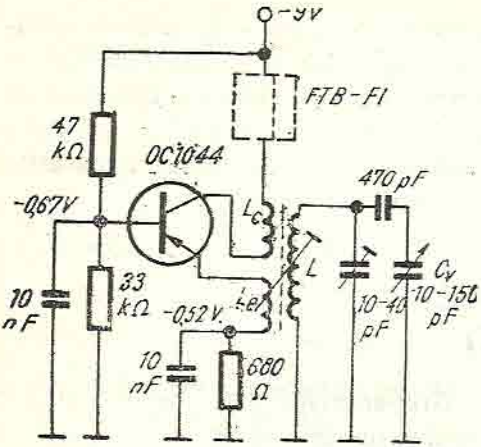
În gama undelor scurte (US), prin contactele claviaturii (poziția 1 din fig. IV.7) montajul funcționează în schemă de oscilator cu reacție prin inductanță (trafo) între colector și emitor, cu circuitul acordat în emitor, în conexiune *BC*. Pentru micșorarea cuplajului, emitorul este conectat la circuitul oscilant printr-o priză; de asemenea, se prevede compensarea termică prin $C = 68$ pF styroflex.

Stabilizarea polarizării bazei se menține și în acest mod de lucru.

Cuplajul cu sarcina (emitorul etajului schimbător de frecvență) se face slab prin prizele de pe bobine (între priză și masă).

În fig. IV.8 este prezentată schema electrică a unui oscilator cu reacție colector — emitor, în conexiune *BC*. Pentru îmbunătățirea stabilității oscilațiilor, circuitul oscilant este cuplat inductiv cu bobinele de reacție. Cu inductanțele L_c și L_e se obține reacția, care se produce numai pe frecvența de acord a circuitului oscilant, cînd aceasta are impedanța maximă.

Pentru obținerea unei stabilități ridicate se măresc capacitățile din divizorul montajului Colpitts, obținîndu-se



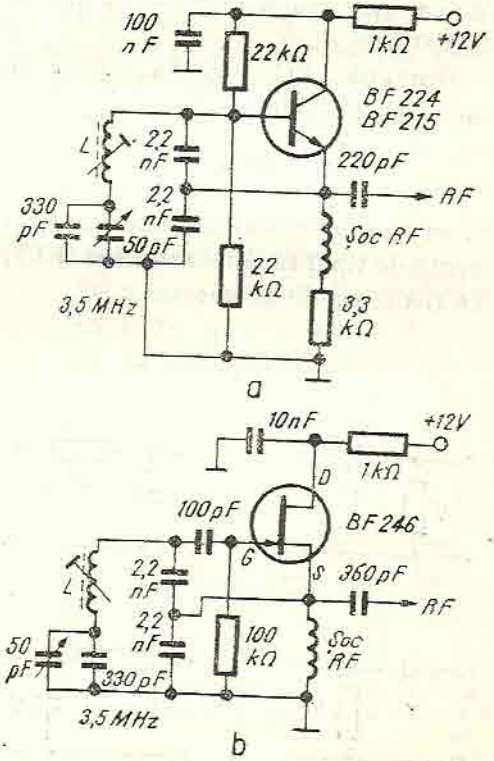
IV.8. Schema electrică a oscilatorului cu reacție colector-emitor și acordat cu circuit oscilant cuplat (Radioreceptorul „Weekend).

schema *oscilatorului Clapp* (fig. IV.9). Circuitul oscilant este format din inductanța L și capacitatea legată în serie cu aceasta. Pentru obținerea reacției, divizorul capacitiv se conectează în paralel cu circuitul oscilant. Valoarea mare a capacităților din divizor va determina stabilirea unui cuplaj slab între emitor și circuitul oscilant. Frecvența de rezonanță a circuitului oscilant serie va determina frecvența oscilațiilor.

În schema din fig. IV.9a, pentru stabilirea punctului de funcționare se prevede în emitor o reacție negativă de curent ($R = 3{,}3$ kΩ, nedecuplat).

În locul tranzistoarelor bipolare se pot utiliza cu foarte bune rezultate tranzistoare TEC și MOS TEC. Schema unui oscilator Clapp cu TEC este prezentată în fig. IV.9b. Polarizarea grilei tranzistoarelor TEC și MOS TEC se poate face în două moduri: grup *RC* cu rezistență în paralel (fig. IV. 5a și IV.9b) și un grup *RC* cu rezistență în serie (fig. IV.5b).

Trebuie să menționăm că pentru obținerea unei bune stabilități a frecvenței oscilațiilor, construcția practică a montajelor de oscilatoare se va face cît mai robust, legăturile vor fi cît mai scurte, iar montajele vor fi amplasate cît mai departe de elemente care degajă căldură (transformatoare, radiatoare, rezistoare de putere etc.). De asemenea, pentru evitarea unor radiații nedorite sau a perturbării oscilatorului de către cîmpuri electrice parazite, montajul se va realiza într-o



IV.9. Scheme electrice cu oscilatoare Clapp.
a. Cu tranzistor bipolar în montaj *CC*.
b. Cu tranzistor TEC în montaj cu drenă comună.

incintă metalică (blindaj) pusă la masă. În toate situațiile, la ieșirea din incinta metalică a montajului, conductoarele de alimentare cu tensiune vor fi decuplate cu capacitoare de trecere sau ceramice, evitîndu-se astfel cuplajele parazite. În montajele radioreceptoarelor executate pe cablaj imprimat se realizează o dispunere corespunzătoare a pieselor (elementelor) oscilatorului pentru a se evita cuplajele parazite cu restul etajelor.

IV.4. OSCILATOARE SINUSOIDALE DE AUDIOFRECVENȚĂ (RC)

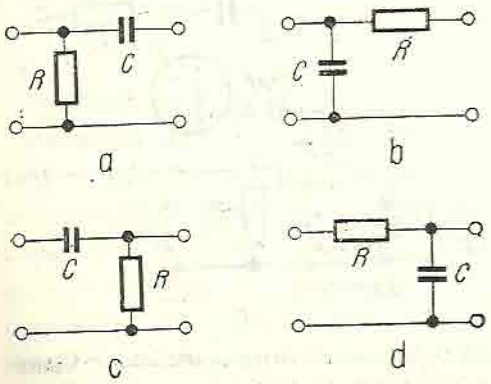
Reacția pozitivă într-un amplificator se poate obține și prin utilizarea unor circuite formate din rezistoare (R) și capacitoare (C). Gruparea elementelor RC se poate face astfel încît defazajul pe care acestea îl introduc să fie de $\pm 180°$ sau de $0°$.

Grupurile RC (fig. IV.10a și c) introduc un defazaj de:

$$\varphi = \text{arctg}\,\frac{1}{\omega RC}$$

și au o caracteristică amplitudine-frecvență de tipul filtrului trece sus (FTS) cu frecvența de tăiere:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC}.$$



IV.10. Rețele de defazare RC.
a., c. Tip trecc sus.
b., d. Tip trece jos.

Grupurile RC (fig. IV.10b și d) introduc un defazaj de

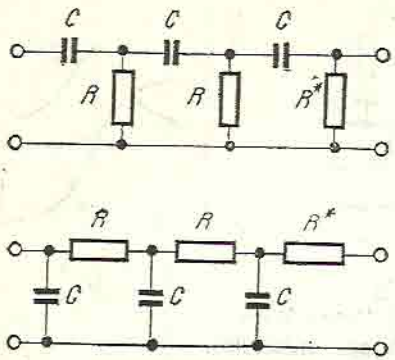
$$\varphi = -\text{arctg}\,\omega RC$$

și au o caracteristică amplitudine-frecvență de tipul filtrului trece jos (FTJ) cu frecvența de tăiere:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC}.$$

Potrivit relațiilor de mai sus se constată că se poate obține o defazare pozitivă sau negativă cuprinsă între $0°$ și $90°$. Pentru obținerea reacției pozitive (deci a oscilațiilor) la un amplificator cu un tranzistor, este necesar ca suma defazajelor pe bucla de reacție să fie $0°$ sau $360°$. Deoarece, între semnalul de pe bază și cel de pe colectorul tranzistorului există întotdeauna un defazaj de $180°$, circuitul de reacție (format din rețele RC) trebuie să introducă un defazaj de $\pm 180°$. Numărul grupurilor RC conectate în cascadă (în lanț), care constituie circuitul de reacție, este de trei pînă la opt. Rețele de tip trece sus introduc defazaje pozitive, iar cele de tip trece jos, defazaje negative.

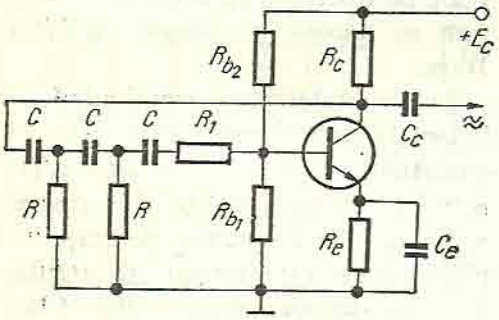
De obicei se utilizează trei rețele conectate în cascadă, fiecare grup RC calculîndu-se astfel încît să introducă



IV.11. Rețele de defazare în cascadă.
a. Tip trece sus ($\varphi = 180°$).
b. Tip trece jos ($\varphi = -180°$).

un defazaj de 60°. În fig. IV.11a este prezentată o rețea de defazare tip trece-sus, iar în fig. IV.11b, de tipul trece-jos. Dacă vom utiliza asemenea rețele de defazaj în bucla de reacție la un amplificator, vom obține oscilatoare cu rețea de defazare.

Schema de principiu a oscilatorului cu rețea de defazare tip trece-sus este dată în fig. IV.12. Între colector și bază este conectată rețeaua de defazare (la care s-a ținut seama și de rezistențele din montaj: Rb_1, Rb_2, și R_{11e}) care introduce o defazare de 180°. Ca urmare a defazării de 180°, introdusă de tranzistor, pe bucla de reacție rezultă o defazare de 360°, adică reacția pozitivă, deci posibilitatea de amorsare și întreținere a oscilațiilor. Se prezintă și relațiile de calcul din care se deduce frecvența oscilațiilor și factorul de amplificare h_{21e} minim, necesar pentru amorsarea oscilațiilor. În cazul utilizării unei rețele de defazare de tipul trece-jos (fig. IV.13), se va obține același rezultat. Tranzistorul introduce o defazare de 180°, rețeaua de —180° rezultînd pe bucla de reacție, un defazaj de 0°, adică reacție pozitivă.



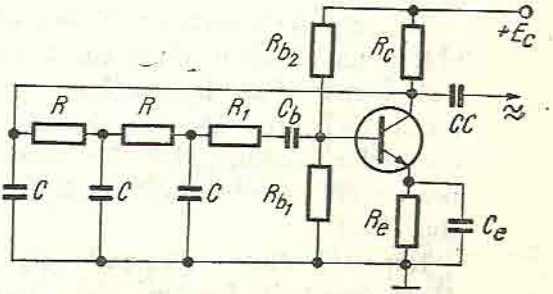
IV.12. Schema de principiu a unui oscilator cu rețea de defazare tip trece sus.
Relațiile de calcul:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC\sqrt{6+\frac{4RC}{R}}}; \quad R_1 = R - R_{ech};$$

$$\frac{1}{R_{ech}} = \frac{1}{R_{b_1}} + \frac{1}{R_{b_2}} + \frac{1}{R_{11e}}; \quad h_{21e} = \beta \geqslant 60.$$

Stabilitatea frecvenței oscilațiilor depinde de variația tensiunii de polarizare a tranzistorului și de variațiile cu temperatura a elementelor RC și parametrilor tranzistorului.

De asemenea, variația rezistenței de sarcină pe care lucrează oscilatorul duce la înrăutățirea stabilității frecvenței; din acest motiv, asemenea

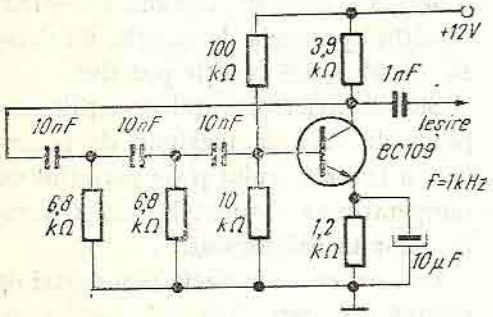


IV.13. Schema de principiu a unui oscilator cu rețea de defazare tip trece jos. Relațiile de calcul sînt identice cu cele date la fig. IV.12.

oscilatoare sînt urmate, de obicei, de etaje separatoare.

Pentru modificarea frecvenței oscilațiilor (oscilatoare cu frecvență variabilă) ar fi necesară variația simultană a celor trei rezistoare sau a celor trei capacitoare, lucru greu de realizat; astfel, asemenea oscilatoare se utilizează, de regulă, pentru frecvențe fixe. Pentru eliminarea conținutului de armonice se preferă rețeaua de defazare tip trece-jos și introducerea unei reacții negative în emitor (R_e nedecuplat).

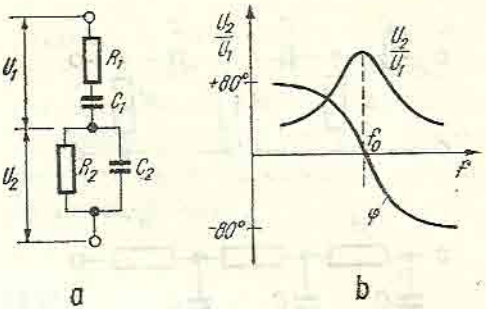
Schema unui oscilator cu rețea de defazare tip trece-sus pe frecvența de 1 kHz este prezentată în fig. IV.14.



IV.14. Schema de principiu a unui oscilator cu rețea de defazare tip trece sus, pe $f = 1$ kHz.

Cu ajutorul elementelor RC se poate obține un circuit a cărui caracteristică, amplitudine, frecvență se aseamănă cu curba de selectivitate a circuitelor oscilante LC. Un asemenea circuit RC se numește *rețea Wien* (fig. IV.15).

Raportul dintre tensiunile U_2 și U_1 în funcție de frecvență este reprezentat în fig. IV.15 b. Se constată că există o frecvență f_0 la care acest raport este maxim, iar defazajul este



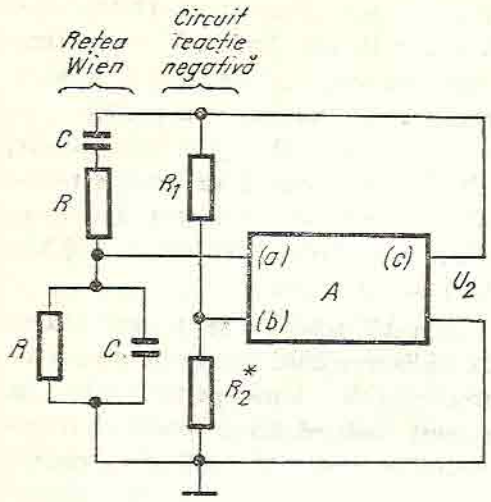
IV.15. Rețea Wien.
a. Schema circuitului.
b. Variația amplitudinii U_2/U_1 și a fazei în funcție de frecvență.
c. Relațiile de calcul: $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1R_2C_1C_2}}$;

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{1}{3}.$$

nul. (La fel ca la circuitul oscilant LC.)

Dacă se introduce rețeaua Wien în circuitul de reacție a unui amplificator format din două etaje (deci care introduce un defazaj de $2 \times 180° = 360°$) se obține reacția pozitivă, deci posibilitatea producerii oscilațiilor pe frecvența f_0. Asemenea montaje se numesc *oscilatoare cu rețea Wien*.

Pentru stabilizarea amplitudinii și îmbunătățirea formei sinusoidale a oscilațiilor se aplică în oscilator o reacție negativă. Circuitul de reacție negativă nu introduce defazaj suplimentar și este format, de regulă, dintr-un divizor rezistiv (fig. 4.16). Circuitul de reacție negativă este format din rezistoarele R_1 și R_2^*. Pentru limitarea și stabilizarea amplitudinii oscilațiilor rezistorul R_2^* este neliniar, adică valoarea lui crește odată cu creșterea tensiunii de ieșire U_2 (introducînd o reacție negativă mai mare), obținîndu-se micșorarea ampli-



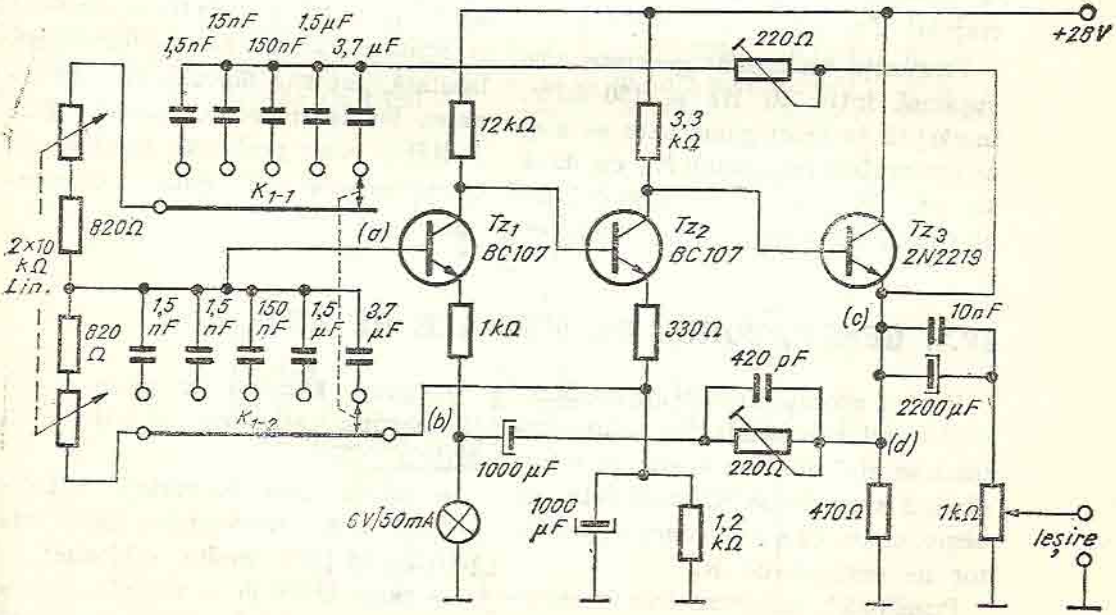
IV.16. Schema bloc a unui oscilator cu rețea Wien, cu reacție negativă.

ficării și deci a tensiunii U_2. În cazul în care U_2 tinde să scadă, reacția negativă se micșorează, amplificarea crește și, în consecință, U_2 va fi corespunzător mărită.

Rezistorul R_2^* are deci un coeficient pozitiv de temperatură și se realizează practic din termistoare sau din becuri telefonice la care rezistența filamentelor crește odată cu valoarea curentului de încălzire.

În fig. IV.17 este prezentată schema de principiu a unui oscilator cu rețea Wien stabilizat cu lampă cu filament (R_2^*) 6 V/50 mA cu frecvența variabilă. Rețeaua Wien este conectată între punctele *a*, *b* și *c*, iar circuitul de reacție negativă între punctele *d*, *b* și masă.

Primul etaj de amplificare Tz_1 determină un defazaj de 180°, etajul al doilea de amplificare Tz_2 produce, de asemenea, o defazare de 180°, etajul repetor pe emitor Tz_3 nu intro-



IV.17. Schema de principiu a unui oscilator cu rețea Wien, cu stabilizare cu bec cu incandescență (6 V/50 mA), cu frecvență variabilă.

duce defazaj. Astfel, în punctul *c* la ieșirea din repetor vom avea un semnal defazat cu 360° care, prin brațul serie a rețelei Wien, se aplică la intrare (pct. *a*), obținîndu-se reacția pozitivă necesară condiției de oscilație.

Circuitul de reacție negativă format din grupul: rezistorul semivariabil de 220 Ω în paralel cu capacitorul de 420 pF, în serie cu capacitorul de 1 000 μF și cu lampa 6 V/50 mA legată la masă, produce în punctul de divizare *b* o tensiune proporțională cu tensiunea de ieșire, (punctul *d*).

Variația tensiunii aplicate lămpii cu incandescență (punctul *b*) va produce modificarea rezistenței acesteia care, împreună cu rezistorul de 1 kΩ, se află în circuitul de emitor al tranzistorului Tz_1. Rezistența totală (1 kΩ plus 6 V/50 mA), fiind nedecuplată, produce o reacție negativă aplicată etajului Tz_1.

Frecvența oscilațiilor generate este cuprinsă între 10 Hz și 150 kHz, împărțită în cinci game care se aleg cu ajutorul comutatorului K_1, cu două secțiuni (K_{1-1} și K_{1-2}). Reglajul fin al valorii frecvenței se realizează cu ajutorul potențiometrului chimic dublu 2 × 10 kΩ (liniar). Valoarea tensiunii de ieșire este de cca 2 V și se poate regla continuu cu potențiometrul de 1 kΩ. Din trimerul rezistiv 220 Ω (din circuitul de reacție negativă) se reglează valoarea distorsiunilor, care trebuie să fie sub 0,5% la $f = 1\,000$ Hz.

Această schemă se poate utiliza la realizarea unui generator de audiofrecvență cu bune performanțe. În scopul îmbunătățirii preciziei frecvenței generate este indicat ca potențiometrul dublu 2 × 10 kΩ să fie sortat.

Oscilatoarele *RC* se pot realiza și cu tranzistoare TEC sau cu circuite integrate (amplificatoare operaționale). Avantajul oscilatoarelor *RC* este acela că nu conțin bobine, care la frecvențe joase necesită valori mari ale inductanței, deci ar fi voluminoase și scumpe. Utilizarea lor este însă limitată, datorită faptului că funcționarea lor la frecvențe ridicate ($f >$ 1 MHz) pune probleme speciale de compensare a defazajelor suplimentare.

IV.5. GENERATORUL DE SEMNALE DE RF

Pentru acordul circuitelor oscilante și al filtrelor de bandă din radioreceptoare se utilizează un aparat care furnizează semnale de RF modulate sau nemodulate, care se numește generator de semnale de RF

Principalele caracteristici tehnice pe care trebuie să le îndeplinească generatoarele de semnal de RF sînt:

— gama frecvențelor generate să fie cuprinsă între cca 150 kHz și 30 MHz;

— posibilitatea de variație a frecvenței, gama frecvențelor fiind împărțită în mai multe subgame;

— posibilitate de a modula amplitudinea semnalului de RF cu ajutorul unui semnal de audiofrecvență;

eventual cu grad de modulație „m" variabil;

— posibilitatea reglării nivelului de ieșire de la cîțiva microvolți la cîteva sute de milivolți;

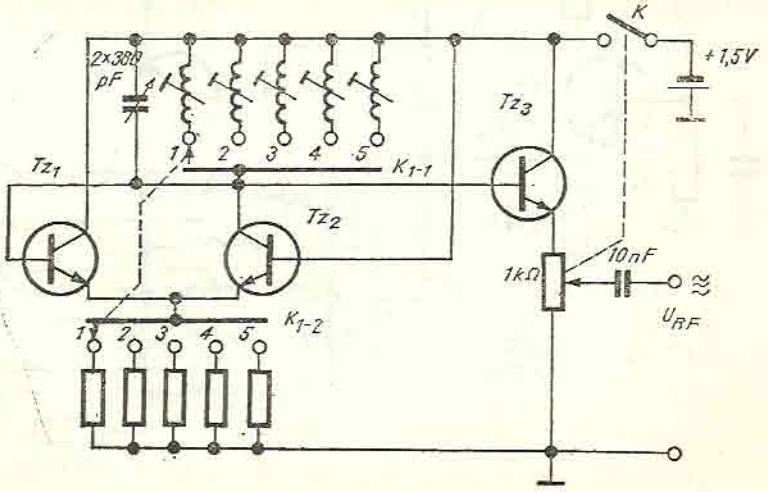
— precizia scării de frecvență și stabilitatea frecvenței să fie cît mai mare (de ordinul $10^{-3}...10^{-4}$).

Generatorul prezentat în fig. IV.18 este de fapt un generator de test și are avantajul că se poate alimenta dintr-o baterie de 1,5 V. Între colectorul tranzistorului Tz_2 și baza tranzistorului Tz_1 se realizează reacția pozitivă, care va fi maximă pe frecvența de acord a circuitului oscilant paralel din colectorul lui Tz_2. Între cele două tranzistoare cuplajul se realizează prin rezistența lor comună de emitor. Tranzistorul Tz_3, montat ca repetor pe emitor constituie etajul separator. De pe cursorul potențiometrului P, din circuitul de emitor al Tz_3, se obține un semnal de RF reglabil, cu nivel maxim de 300 mV. Capacitorul variabil este de tipul celor din comerț utilizate la aparatele de radio „Cora", „Alfa" etc., cu secțiunile legate în paralel ($C = 2 \times 380$ pF) (Tz_1, Tz_2, Tz_3: Bc 107 B, BC 108 B, BF 214-215).

Gama frecvențelor cuprinsă între 130 kHz și 30 MHz este împărțită în cinci subgame, care se aleg cu comutatorul K_{1-1}. Pentru realizarea amplificării necesare în fiecare subgamă, odată cu comutarea bobinelor, se comută și rezistența din emitor, K_{1-2}. Bobinele se realizează pe carcase cu miez de ferită din comerț, corespunzătoare gamelor de UL, UM și US.

În tabelul alăturat se dau valorile inductanțelor și rezistențelor pentru fiecare subgamă.

Subgame	*Domeniul frecvenței*	*Inductanța*	*Rezistența*
1	130 ... 380 kHz	2 mH	82 kΩ
2	370 ... 1300 kHz	230 μH	39 kΩ
3	1,2 ...3,6 Mhz	23 μH	12 kΩ
4	3,5 ...11 MHz	2,3 μH	2,7 kΩ
5	10 ...30,5 MHz	0,23 μH	390Ω



IV.18. Schema de principiu a generatorului de test (semnal) RF.

Comutatorul poate fi o claviatură din aparatele radio („Mamaia", „Albatros" etc.)

Montajul construit se va instala într-o cutie metalică (blindaj) pentru evitarea radiațiilor nedorite.

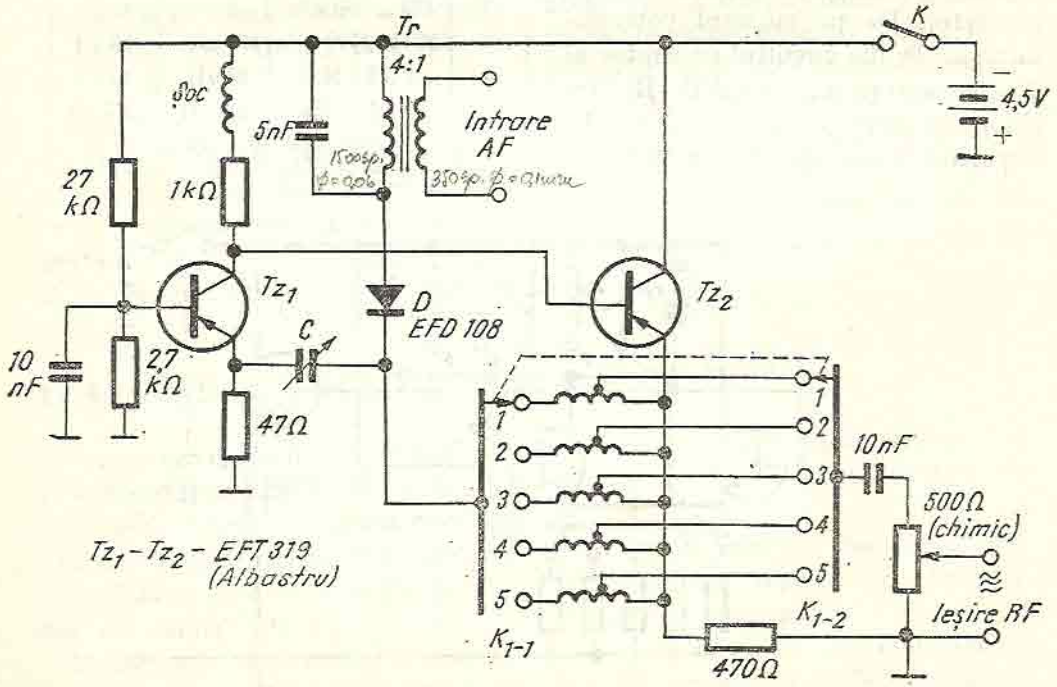
În majoritatea cazurilor este necesară modularea semnalului de RF cu un ton (semnal) de audio-frecvență. În fig. IV.19 este prezentat un generator de semnal de RF cu posibilitatea de a fi modulat în amplitudine. În primul etaj, Tz_1 are baza la masă prin capacitorul de 10 nF, iar reacția se produce prin circuitul oscilant serie conectat între emitoarele tranzistoarelor Tz_1 și Tz_2. Cuplajul dintre etaje este realizat în c.c. între colectorul Tz_1 și baza Tz_2. Semnalul de RF se obține de pe prizele de pe bobine, care se realizează la cca 1/4 din numărul de spire (de la capătul „rece").

Subgamele frecvențelor generate, precum și valorile capacitorului variabil și al inductanțelor, sînt identice cu cele prezentate în schema din fig. IV.18. Excepție face priza la 0,25, care se practică pe fiecare bobină.

Transformatorul de audiofrecvență *Tr* (de tipul defazor din receptoare) primește în primar tensiunea de audiofrecvență de cca 1,8...1 V și, prin dioda *D*, se produce modularea semnalului RF. Ca generator de AF se poate utiliza montajul prezentat în fig. IV.14.

Cu ajutorul potențiometrului de 500 Ω chimic se poate regla tensiunea de RF de ieșire.

(Imre Szatmary)



IV.19. Generator de semnal RF modulat în amplitudine.

MODULAȚIA ȘI DEMODULAȚIA

V.1. MODULAȚIA

Modulația reprezintă modificarea uneia dintre cele două caracteristici esențiale ale curentului de înaltă frecvență (semnalul purtător): amplitudinea sau frecvența, în conformitate cu forma curentului de joasă frecvență (semnalul modulator). În primul caz, frecvența curentului care produce undele rămîne constantă și variază doar amplitudinea. În modulația de frecvență, amplitudinea curentului de înaltă frecvență este cea care rămîne constantă, variind doar frecvența, mai mult sau mai puțin, în jurul unei valori medii.

Pornind de la aceste două categorii de modulație au fost obținute alte categorii „derivate" de modulație, cum sînt: modulația de impulsuri (de amplitudine, de durată sau de poziție), modulația de fază.

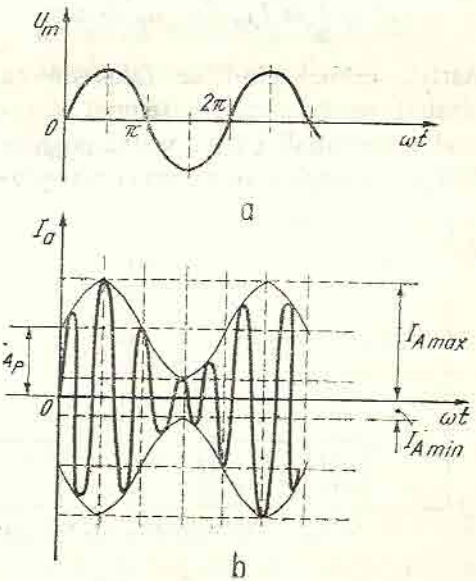
V.1.1. Modulația de amplitudine (MA)

Este modulația care schimbă amplitudinea semnalului purtător în conformitate cu forma și caracterul semnalului de modulație (voce, muzică, impulsuri etc.), de exemplu purtătoarea unui emițător de radiodifuziune.

În cazul unui emițător cu modulație de amplitudine (emițătoare de radiodifuziune pentru UL, UM sau US, emițătoarele de televiziune — numai emițătorul de imagine —, emițătoarele de radioamatori etc.), amplitudinea semnalului purtător din antena de emisie I_{AP} va varia în ritm cu schimbările de moment ale semnalului modulator.

Dacă se folosește ca semnal modulator o oscilație sinusoidală (semnal unitonal), expresia matematică a acestuia va fi:

$$U_m = U_m \sin \omega t. \quad \text{(fig. V.1a)}$$



V.1. Oscilația sinusoidală (a) și modulația de amplitudine (b).

În acest caz amplitudinea semnalului din antenă (a semnalului purtător) se va modifica periodic după legea:

$$I_A = I_{Ap}\,(1 + m \sin \omega t),$$

unde m reprezintă gradul de modulație:

$$m = \frac{I_{A\,max} - I_{A\,min}}{I_{A\,max} + I_{A\,min}}. \quad \text{(fig. V.1b)}$$

Astfel, dacă înainte de modulație semnalul purtător (din antenă) avea aspectul $i_A = I_{Ap} \cos \omega_p t$ (considerînd faza inițială egală cu zero), atunci semnalele modulate în amplitudine vor avea expresia:

$$i_A = I_{Ap}\,(1 + m \sin \omega t) \cos \omega_p t.$$

După transformarea acestei egalități se obține:

$$i_A = I_{Ap} \cos \omega_p t + m\, I_{Ap} \sin \omega t \cos \omega_p t$$

sau

$$i_A = I_{Ap} \cos \omega_p t + \frac{1}{2} m.\, I_{Ap} \sin (\omega_p - \omega)t + \frac{1}{2} m\, I_{Ap} \sin (\omega_p + \omega)t.$$

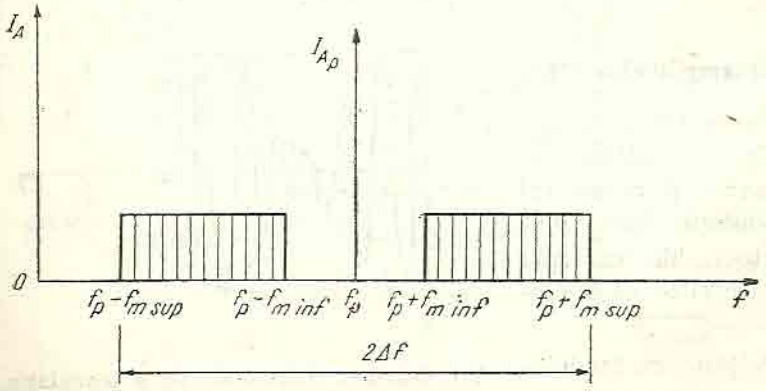
Astfel, atunci cînd se folosește ca semnal modulator un semnal sinusoidal (unitonal) cu frecvența unghiulară a oscilațiilor ω, ca urmare a procesului de modulare a unui semnal purtător cu frecvența unghiulară a oscilațiilor ω_p, vor apare (în antenă) trei oscilații distincte: semnalul purtător cu frecvența unghiulară $\omega_p = 2\pi f_p$ și două semnale laterale cu frecvențele $\omega_p - \omega = 2\pi\,(f_p - f_{mod})$ și $\omega_p + \omega = 2\pi\,(f_p + f_{mod})$.

Totalitatea acestor semnale poartă denumirea de spectrul de frecvențe (al unui emițător). În cazul unei modulații de amplitudine nedistorsionată, cele două semnale laterale vor avea valoarea:

$$I_{A\,lat} = \frac{1}{2} m\, I_{Ap}.$$

În realitate, se transmit, de regulă, semnale modulatoare complexe (și nu unitonale) cum sînt vocea, muzica etc., adică semnale multitonale care reprezintă un întreg spectru de semnale de modulație, a cărui frecvență este cuprinsă între două valori limită: $f_{m\,inf}$ și $f_{m\,sup}$.

În acest caz, în procesul de modulație vor apare, în afara semnalului purtător, două benzi laterale, una superioară și alta inferioară (fig. V.2).



V.2. Lărgimea benzii unui canal de emisie.

În tehnica telecomunicațiilor, intervalul de frecvențe ocupat de semnalul purtător și cele două benzi laterale poartă denumirea de canal de emisie, sau, mai simplu, lărgimea de bandă a unui emițător.

Lărgimea benzii unui canal de emisie este egală cu $2\Delta f$ (v. fig. V.2) și are valoarea:

$$2\Delta f = (f_p + f_{m\,sup}) - (f_p - f_{m\,sup}) = 2 f_{m\,sup},$$

unde $f_{m\,sup}$ este frecvența cea mai mare a semnalului de modulație.

Prin urmare, în cazul emisiunilor cu modulație de amplitudine, cînd se transmit semnale sonore (de modulație) complexe, lărgimea canalului de emisie este egală cu dublul frecvenței celei mai mari a semnalului modulator. Lărgimea canalelor stațiilor de emisie de radiodifuziune este de 9 000 Hz, iar a canalelor emițătoarelor de serviciu (aviație, marină etc.) și a celor de radioamatori este de 6 000 Hz.

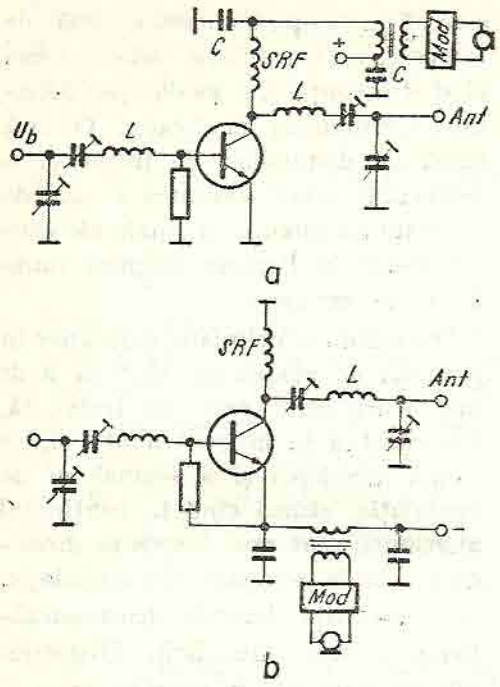
Distorsiuni de modulație. Pentru a obține o modulație nedistorsionată este necesar ca forma anvelopei amplitudinii curentului de înaltă frecvență (din antena de emisie) să corespundă întrutotul formei semnalului de modulație transmis. În realitate, odată cu procesul de modulație, această corespondență nu se realizează în totalitate, apărînd distorsiuni de frecvență și neliniare.

Distorsiunile de frecvență se datorează fie funcționării modulatoarelor emițătoarelor (cînd caracteristica amplificare-frecvență a acestora este neliniară), fie dependenței rezistenței de sarcină a amplificatoarelor față de frecvența de modulație, adică atunci cînd frecvența de modulație determină gradul de modulație. O altă sursă de distorsiuni de frecvență o reprezintă neuniformitatea curbei de rezonanță a circuitelor finale ale emițătoarelor în limitele lărgimii canalului de emisie.

Distorsiunile neliniare, care apar în procesul de modulație, sînt cu mult mai mari decît cele de frecvență. Ele constau în neconcordanța dintre forma anvelopei și a semnalului de modulație, atunci cînd în conținutul anvelopei apar noi frecvențe (armonici), iar în semnalul de modulație, noi frecvențe laterale (corespunzătoare acestor armonici). Distorsiunile neliniare apar în cazul în care gradul de modulație nu este direct proporțional cu amplitudinea semnalului de modulație, cînd această relație, denumită caracteristica modulației de amplitudine, este neliniară.

În emițătoarele moderne, regimul de modulație este astfel ales încît se obțin distorsiuni minime (în cele de radiofuziune pînă la 2...3%, iar în cele de serviciu sau așa-zisele comerciale — pînă la 8...10%).

Tipuri de modulație. Emițătoarele se realizează fie cu tuburi electronice, fie cu dispozitive semiconductoare (tranzistoare, de regulă). În cazul emițătoarelor cu tranzistoare, cele mai des întîlnite tipuri de modulație de amplitudine sînt modulația pe colector și modulația pe bază și emitor (fig. V.3).



V.3. Scheme de modulatoare.
a. Modulația de colector.
b. Modulația pe bază și emitor.

V.1.2. Modulația de frecvență MF și fază MFz.

În prezent, în tehnica radiocomunicațiilor, radiodifuziunii și televiziunii, alături de modulația de amplitudine (MA), o largă răspîndire au căpătat modulația de frecvență (MF) și modulația de fază (MF_z).

Aceste tipuri de modulație constă în modificarea frecvenței sau a fazei semnalului de înaltă frecvență (semnalului purtător) în funcție de variația semnalului de comandă (modulator).

Modulația de frecvență a fost cunoscută în jurul anilor '20 ai secolului nostru, dar a fost folosită practic abia pe la mijlocul deceniului al patrulea, odată cu dezvoltarea tehnicii undelor ultrascurte.

Cum este cunoscut, un semnal periodic se exprimă astfel:

$$i = I_{max} \cos\varphi = I_{max} \cos(\omega t + \varphi),$$

unde φ este faza semnalului și caracterizează starea procesului oscilant în momentul respectiv.

Faza este o funcție de timp, iar în cazul semnalelor întreținute, depinde liniar de timp.

$$\varphi = \omega t + \varphi_0,$$

unde φ_0 este faza inițială a semnalului.

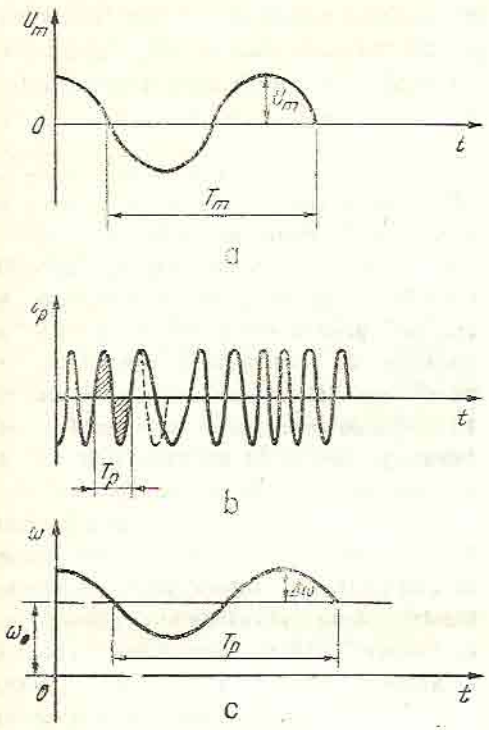
În figura V.4 este prezentată forma semnalului modulat în frecvență. În momentul inițial (a), valoarea tensiunii semnalului de modulație are valoarea maximă.

În fig. V.4 b este prezentată forma semnalului purtător modulat în frecvență.

Cînd valoarea semnalului de modulație are valoarea pozitivă maximă, frecvența semnalului modulat este cea mai mare, iar în cazul valorii negative maxime, frecvența cea mai mică. În momentul în care tensiunea de modulație este egală cu zero, frecvența semnalului modulat este egală cu frecvența purtătoare, f_p, iar perioada semnalului, cu perioada purtătoarei T_p.

În fig. V.4 b este reprezentată punctat o perioadă a semnalului purtător atunci cînd semnalul de modulație ar fi egal cu zero.

În fig. V.4 c este prezentată dependența frecvenței unghiulare ω, a semnalului modulat, în funcție de forma semnalului modulator. Forma variației frecvenței unghiulare repetă for-



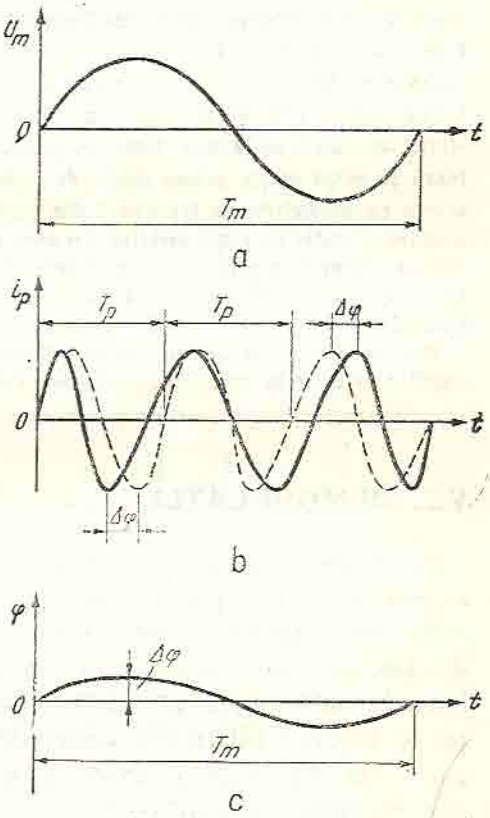
V.4. Modulația în frecvență.
a. Variația tensiunii semnalului de modulație.
b. Forma semnalului purtător modulat în frecvență.
c. Dependența frecvenței unghiulare a semnalului modulat funcție de forma semnalului modulator.

ma variației semnalului de modulație U_m.

Deci semnalul modulat în frecvență, reprezentat în figură cu linie continuă, întîrzie ca fază față de semnalul reprezentat cu linie punctată, adică în timpul semialternanței negative a semnalului modulator, oscilațiile modulate în frecvență întîrzie ca fază față de semnalul purtător. Nu este greu de remarcat că, în timpul semialternanței pozitive, oscilațiile modulate în frecvență sînt în avans ca fază față de semnalul purtător. Reise că, efectuînd o modulație de frecvență se schimbă și faza semnalului, adică modulația de frecvență reprezintă concomitent și o modulație de fază.

În fig. V.5 este prezentată forma unui semnal cu modulație de fază.

În timpul semialternanței pozitive a semnalului de modulație, semnalul modulat în fază întrece (ca fază) semnalul purtător; în acest caz perioada semnalului modulat se micșorează și,



V.5. Modulația de fază.
a. Forma semnalului modulator.
b. Semnalul cu modulație de fază (linia continuă) și al purtătoarei (linia punctată).
c. Dependența deviației fazei semnalului purtător funcție de semnalul modulator.

prin urmare, se mărește frecvența. În timpul semialternanței negative, faza semnalului modulat întîrzie față de cea a semnalului purtător, deci perioada acestuia crește, iar frecvența se micșorează. Reiese că modulația de fază este simultan și o modulație de frecvență.

CARTIANU, Gheorghe (n. 7 aug. 1907, com. Borca, jud. Brăila), inginer radiotehnician român. Diplomat al Școlii Politehnice din București (1933). Ca profesor universitar la Institutul Politehnic din București (din 1950), are un rol de seamă în dezvoltarea învățămîntului superior de radiocomunicații din România. Contribuții remarcabile în studiul modulației de frecvență. Este unul dintre pionierii realizării de emițătoare MF pentru radiodifuziune. Participă, în 1933, la lucrările de construire a stației de emisie de la Bod. Ulterior, proiectează și construiește prima stație de unde scurte cu modulație de frecvență din țară, precum și stația de unde metrice, cu care a realizat primele emisiuni cu modulație de frecvență, cu caracter regulat, din România. Cercetările sale, esențiale în domeniul radiodifuziunii, privesc în special calculul distorsiunilor ce apar la trecerea semnalelor MF prin circuite, realizarea unui modulator și a unui emițător cu tub de reactanță variabilă, studiul detectorului de raport, calculul amplificării de frecvență intermediară. A brevetat, printre altele, un procedeu și o instalație de transmisie a semnalelor de bandă largă (distins cu medalia de aur la Expoziția internațională de invenții de la Nürnberg, 1969). În perioada 1970—1974 a coordonat lucrările de realizare a unei instalații de emisie-recepție pentru legături bilaterale radio telex (construite pentru prima dată în țară). Este autorul unor importante lucrări în domeniul radiotehnicii: Modulația de frecvență (1958), lucrare fundamentală în domeniu, tradusă și în limbile rusă, maghiară, franceză; Bazele radiotehnicii; Analiza și sinteza circuitelor electrice; Sinteza în domeniul frecvenței.

(Vasile Văcaru)

V.2. DEMODULAȚIA

Demodulația este procesul invers al modulației și reprezintă separarea celor două semnale, purtătoare și modulator, combinate inițial prin modulație. În mod curent prin demodulație se înțelege extragerea semnalului modulator din semnalul modulat, cu ajutorul demodulatoarelor.

În funcție de tipul de modulație folosit la emițătoare, se disting: demodularea de amplitudine (detecția) demodularea de frecvență (discriminarea), demodularea de fază și altele.

V.2.1. Detectoare de semnale modulate în amplitudine.

Detectoarele sînt destinate „transformării" unui semnal de înaltă frecvență, modulat în amplitudine, într-un semnal (tensiune sau curent) identic cu semnalul de modulație. Detectoarele se pot realiza cu elemente neliniare sau liniare cu parametri variabili (în care caz se numesc sincrone).

Detectoarele cu elemente neliniare sînt cele mai des întîlnite în tehnica radiorecepției.

În fig. V.6 este prezentat graficul tensiunii de la intrarea în detector (a) și a semnalului detectat (b). Spectrele acestor două semnale sînt prezentate în desenele c și d.

În cazul prezentat, tensiunea supusă detecției are următoarea expresie:

$$U_p = U_{p\,max}\,(1 + m\cos\omega_m t)\cos\omega_p t,$$

unde $U_{p\,max}$ este valoarea maximă a semnalului purtător, m — coeficientul de modulație, ω_m — frecvența unghiulară a semnalului modulator, ω_p — frecvența unghiulară a semnalului modulat.

În cazul în care distorsiunile neliniare lipsesc, tensiunea de la ieșirea detectorului va fi:

$$u_{det} = U_{mod\,max}\cos\omega_m t,$$

unde $U_{mod\,max}$ este valoarea maximă a tensiunii de joasă frecvență (modulatoare) de la ieșirea detectorului (fig. V.6b).

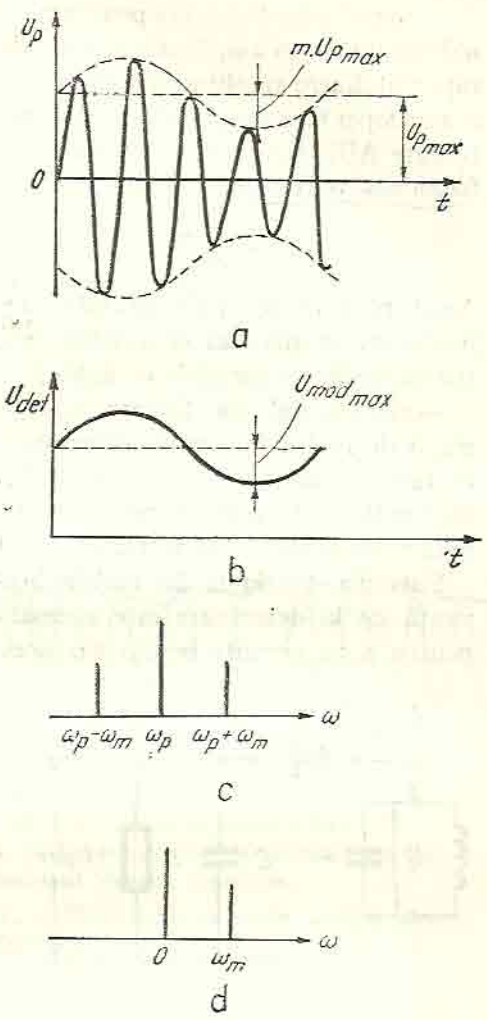
Parametrii principali (indicii de calitate) ai unui detector sînt:

— coeficientul de transfer în tensiune, care este definit de raportul dintre amplitudinea tensiunii utile de la ieșirea demodulatorului și amplitudinea înfășurătoarei semnalului de la intrare;

— coeficientul de distorsiuni neliniare, reprezentînd raportul dintre valoarea armonicilor superioare ale tensiunii de la ieșire și cea a tensiunii cu frecvența de modulație;

— distorsiunile de fază și de frecvență datorate caracterului complex de intrare a demodulatorului, și al sarcinii acestuia;

— impedanța de intrare pentru semnale nemodulate, dată de raportul



V.6. Demodularea de amplitudine (detecția).
a. Graficul tensiunii la intrarea în detector.
b. Graficul semnalului detectat.
c., d. Spectrele celor două semnale.

dintre amplitudinea tensiunii de la intrarea demodulatorului și amplitudinea primei armonici a curentului de înaltă frecvență de la intrarea detectorului. În realitate, această impedanță are un caracter complex, capacitiv-rezistiv;

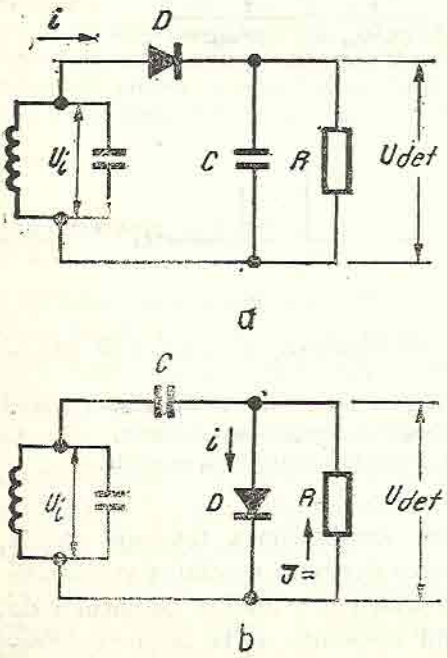
— impedanța de intrare pentru semnale modulate în amplitudine, dată de raportul dintre amplitudinea complexă a anvelopei tensiunii cu frecvența purtătoare ΔU_m și variația curentului cu frecvența purtătoare ΔI_m:

$$Z_{in} = \frac{\Delta U_m}{\Delta I_m}.$$

Acest parametru arată calitatea reproducerii semnalului modulator pentru sarcinile cu caracter complex;

— coeficientul de filtrare a tensiunii de înaltă frecvență, determinat de raportul dintre tensiunea de înaltă frecvență de la ieșire și tensiunea de înaltă frecvență de la intrare.

Filtrarea tensiunii de înaltă frecvență de la detectoare este necesară pentru a nu permite penetrarea acestei tensiuni în etajele de amplificare care urmează după detector. În caz contrar, pot apărea, de regulă, prin sursa comună de alimentare cu energie electrică, fenomene de autooscilare, datorate cuplajelor parazite dintre aceste etaje amplificatoare și etajele de înaltă frecvență.



V.7. Detectoare cu diode.
a. Detectorul serie.
b. Detectorul derivație.

a). *Detectoare cu diode.* În tehnica receptoarelor au căpătat o largă răspîndire detectoarele cu diode, care lucrează bine la semnale mici și nu introduc distorsiuni mari de neliniaritate.

În fig. V.7 sînt prezentate două tipuri de detectoare cu diode: detectorul serie *(a)* și detectorul derivație *(b)*.

În schema cu dioda conectată în derivație *(b)*, tensiunea de intrare de înaltă frecvență se aplică, prin capacitorul *C*, în paralel pe dioda *D* și rezistorul de sarcină *R*.

În schema cu diodă serie *(a)*, tensiunea de intrare de înaltă frecvență se aplică circuitului format din dioda *D* legată în serie cu sarcina *R*, care are conectat în paralel capacitorul *C*.

Principiul de funcționare al ambelor montaje este identic, cu deosebirea că, în schema *(b)* componenta continuă care trece prin rezistorul de sarcină, nu trece și prin dioda detectoare.

În cazul detectoarelor cu diode semiconductoare, rezistența de intrare (R_i) depinde nu numai de rezistența de sarcină, ci și de rezistența inversă a diodei.

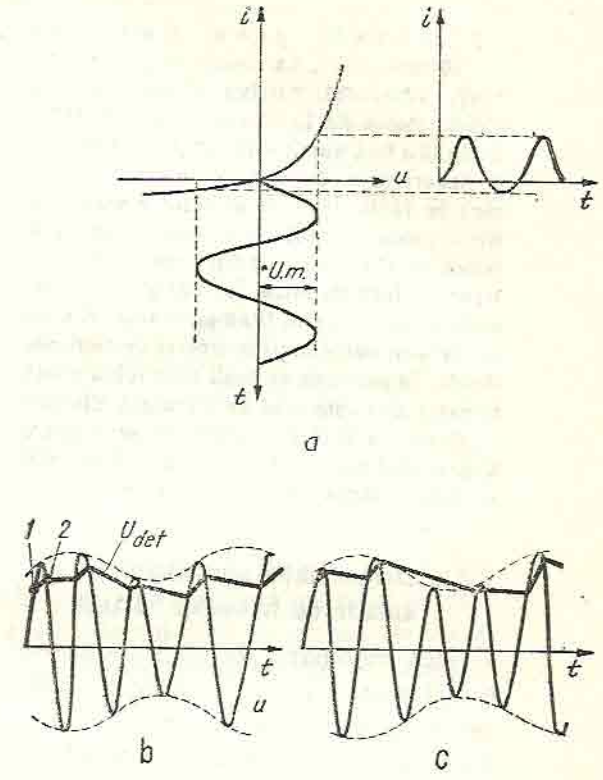
b). *Distorsiuni.* În cazul demodulării semnalelor mici, care nu depășesc valoarea de 0,2...0,3 V, datorită neliniarității caracteristicii curent-tensiune a diodei semiconductoare, în acest

domeniu de tensiuni pot apărea distorsiuni neliniare ale semnalelor, ca în fig. V.8a.

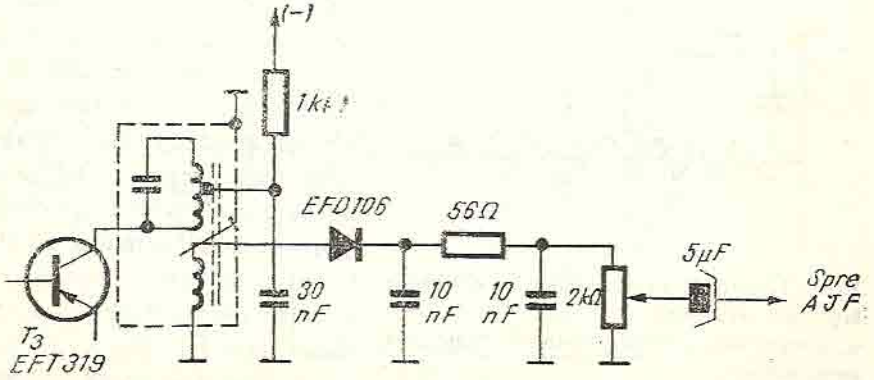
În afara acestor distorsiuni neliniare, în cazul detectării de semnale relativ mari, care depășesc valoarea de 1...1,5 V, pot să apară și alt gen de distorsiuni ale semnalului detectat. Aceste distorsiuni apar datorită inerției sarcinii detectorului.

În timpul semialternanței pozitive a tensiunii în momentul 1 (fig. V. 8b), dioda detectoare se deschide și capacitorul C, care șuntează rezistorul de sarcină, se încarcă. În cazul unei valori mari a lui R, constanta de timp de încărcare a capacitorului este determinată, practic, de produsul CR. În momentul 2, tensiunea aplicată devine negativă, dioda se blochează, iar capacitorul C se descarcă pe rezistorul de sarcină R; constanta de timp va fi CR. Dacă această constantă este prea mare, apar distorsiuni, ca în fig. V.8 c.

În figura V.9 este prezentat un montaj de detecție folosit în radioreceptoare.



V.8. Distorsiuni la demodulare.
a. Distorsiuni datorate neliniarității caracteristicii curent tensiune.
b., c. Distorsiuni datorate inerției sarcinii detectorului.



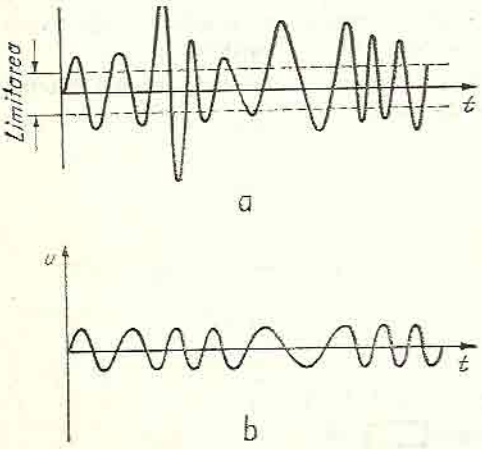
V.9. Etaj detector cu diodă semiconductoare (Radioreceptorul S-631 T).

FLEMING, John Ambroise (n. 29 nov. 1849, Lancaster — m. 18 apr. 1945, Sidmouth), fizician englez. Studii la Universitatea din Londra, încheiate în 1870. În 1877 a fost numit asistent la Cambridge, la laboratorul Cavendish, unde a rămas pînă în 1880. În anul următor a plecat la Nottingham ca profesor de fizică, pentru a reveni la, Universitatea din Londra, ca profesor de electrotehnică. În 1926 și-a încheiat cariera universitară, fiind pensionat. A avut numeroase contribuții în diverse domenii ale fizicii. În perioada de după 1882 (cînd a fost angajat al Companiei de Iluminat Electric „Edison") a fost preocupat de problemele iluminatului electric. În perioada 1890—1896 a stabilit legea de variație a rezistenței unui conductor în funcție de temperatură. Cele mai de seamă contribuții în radiotehnică sînt: a) realizarea, împreună cu Marconi, a transformatorului special al stației de emisie de la Poldhu; b) realizarea, în 1904, a primului undametru necesar măsurării lungimii de undă a stației Poldhu; c) realizarea diodei cu vid, ceea ce a permis trecerea radiocomunicațiilor în perioada electronică. Dioda cu vid a apărut ca urmare a căutărilor de realizare a unei detectoare mai bune pentru radiotelegrafie. În brevetul 24850, din 16 nov. 1904, el descrie un tub cu doi electrozi „pentru redresarea curenților alternativi de înaltă frecvență".

(Vasile Văcaru)

V.2.2. Demodulația semnalelor cu modulație de frecvență și fază

Dacă modulația de amplitudine se caracterizează prin gradul de modulație m care reprezintă, în procente, variația în amplitudine a semnalului de radiofrecvență, modulația în frecvență se caracterizează prin deviația de frecvență, care indică cu cîți kHz se schimbă frecvența semnalului modulat în momentul de modulație maximă (vezi fig. V.8).



V.10. Limitarea amplitudinii la demodulația de frecvență.
a. Forma semnalului înainte de limitarea amplitudinii.
b. Forma semnalului după limitarea amplitudinii.

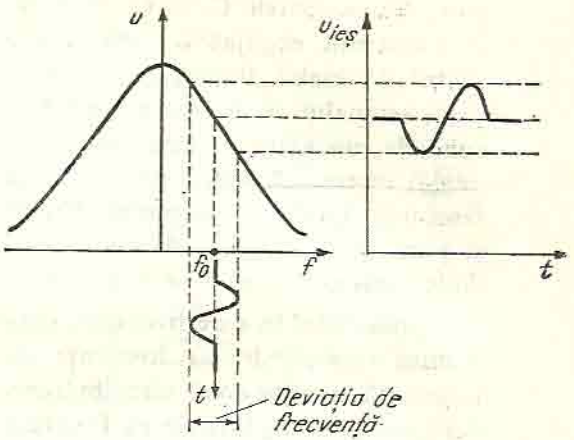
Modulația de frecvență are un mare avantaj față de modulația de amplitudine, fiind mult mai puțin afectată de semnalele perturbatoare (parazite) care influențează, în cea mai mare măsură, amplitudinea semnalului recepționat. Deoarece în procesul de modulare în frecvență nu este afectată amplitudinea semnalelor modulate, în receptoare se poate efectua o limitare substanțială în amplitudine a semnalelor recepționate, înainte ca acestea să fie aplicate demodulatorului. Crește astfel sensibilitatea reală a receptoarelor, definită de raportul semnal/zgomot. În figura V.10 este prezentată forma semnalului înainte de limitare *(a)*, precum și după limitare *(b)*.

a). *Demodulația de frecvență cu circuit oscilant dezacordat* este cel mai

simplu mod de demodulație de frecvență. Demodulatorul este realizat cu un circuit oscilant obișnuit, dezacordat față de frecvența semnalului recepționat (f_0) și un detector de modulație de amplitudine (fig. V.11). Odată cu modificarea frecvenței semnalului aplicat pe circuitul oscilant, amplitudinea tensiunii de pe circuit se va schimba, cu alte cuvinte are loc o convertire a unui semnal modulat în frecvență într-un semnal modulat în amplitudine. După aceasta mai rămîne numai să demodulăm în amplitudine acest semnal. Deoarece flancurile curbei de rezonanță a unui circuit acordat nu sînt liniare, acest mod de demodulație este însoțit de mari distorsiuni neliniare.

a). *Discriminatorul de frecvență cu două circuite cuplate* este prezentat în fig. V.12. Acest tip de demodulator de frecvență mai poartă și denumirea de demodulator de frecvență diferențial.

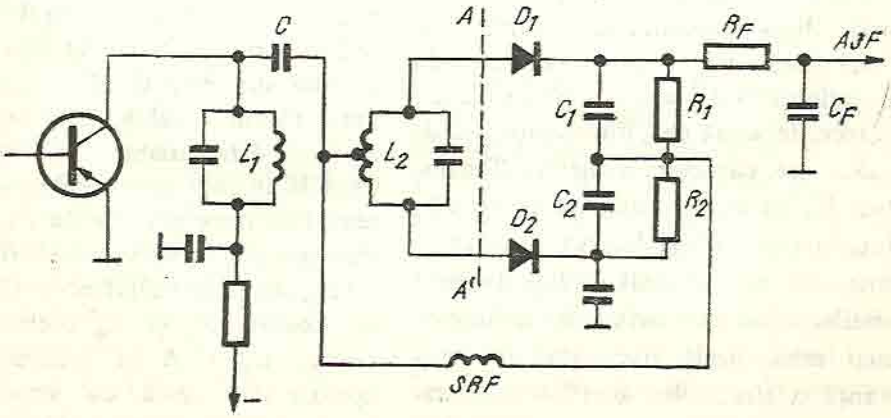
Partea din stînga a liniei punctate AA' reprezintă „convertorul" de mod de modulație, iar cea din dreapta, detectorul de amplitudine.



V.11. Demodulația de frecvență cu circuit oscilant dezacordat.

Rolul de convertor este îndeplinit de tranzistor care are conectat în circuitul de colector un sistem de două circuite, cuplate între ele și acordate pe aceeași frecvență. Tranzistorul exercită și funcția de limitator de amplitudine.

În afara cuplajului inductiv dintre cele două circuite acordate, punctul „cald" al primului circuit este conectat, prin intermediul capacitorului C, cu punctul median al celuilalt cir-



V.12. Schema unui demodulator de frecvență diferențial.

cuit. Capacitoarele C_1 și C_2 prezintă o rezistență neglijabilă pentru curentul de înaltă frecvență. În acest mod, semnalul de la ieșirea convertorului de modulație, aplicat la fiecare diodă, reprezintă suma geometrică a tensiunii totale a primului circuit și jumătate din tensiunea celui de-al doilea circuit.

În momentul în care frecvența semnalului corespunde cu frecvența de rezonanță a celor două circuite acordate, curentul I_{L1} întîrzie ca fază față de U_{L1} cu 90°.

Curentul I_{L1} (care circulă prin inductanța L_1) induce în circuitul secundar (L_2) o f.e.m. care întîrzie ca fază cu 90° față de curentul care-i dă naștere. Doarece circuitul secundar este acordat pe frecvența semnalului, curentul I_2 coincide ca fază cu f.e.m. Acest curent I_2, circulînd prin inductanța L_2, dă naștere unei căderi de tensiune U_2, care depășește ca fază acest curent cu 90°. Astfel, în momentul rezonanței, tensiunea din cele două circuite, U_1 și U_2, sînt defazate cu 90°.

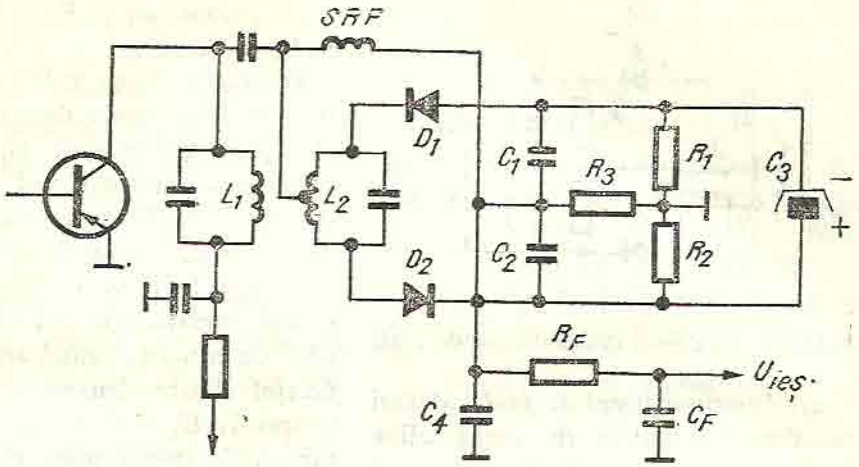
Dacă frecvența semnalului este mai mare decît frecvența de rezonanță a celor două circuite cuplate, curentul I_2 întîrzie puțin ca fază față de f.e.m. deoarece, în acest caz, impedanța circuitului are caracter inductiv. Tensiubea U_2 va depăși curentul I_2 cu 90°, iar, în final, U_1 și U_2 vor fi defazate între ele cu mai mult de 90°. În mod similar, cînd frecvența semnalului este mai mică decît frecvența de rezonanță a circuitelor acordate, defazarea între U_1 și U_2 este mai mică de 90°.

Cînd frecvența semnalului este egală cu frecvența de rezonanță, tensiunile aplicate diodelor D_1 și D_2 sînt egale ($U_{D1} = U_{D2}$). Dacă frecvența semnalului va fi diferită de frecvența de rezonanță, aceste două tensiuni vor diferi între ele. În limitele porțiunii liniare a caracteristicii de fază a celor două circuite, variația amplitudinii tensiunilor aplicate diodelor U_{D1} și U_{D2} va fi direct proporțională cu variația frecvenței semnalului aplicat, datorită cărui fapt modulația de frecvență se „transformă" în modulație de amplitudine.

Acest tip de demodulator necesită o bună limitare prealabilă în amplitudine a semnalului aplicat la demodulator.

c). *Detectorul de raport* are cea mai largă utilizare în practică, deoarece nu este „sensibil" la modulația de amplitudine ca demodulatorul cu circuite cuplate.

Schema detectorului de raport din fig. V.13 se deosebește de schema din fig. V.12 numai prin faptul că tranzistorul funcționează în regim de amplificare maximă și nu în regim de limitare. Cele descrise în capitolul precedent, privind fazele și valorile curenților din cele două circuite acordate, rămîn valabile și pentru acest tip de demodulator de frecvență. Cînd la intrare apare un semnal, curentul ce trece prin dioda D_1, traversînd jumătatea superioară a inductanței L_2, șocul de radiofrecvență SRF și rezistoarele R_1 și R_3, încarcă capacitorul C_1 pînă la tensiunea U_{C1}, aproximativ egală cu amplitudinea tensiunii U_{D1}. În mod identic, curen-



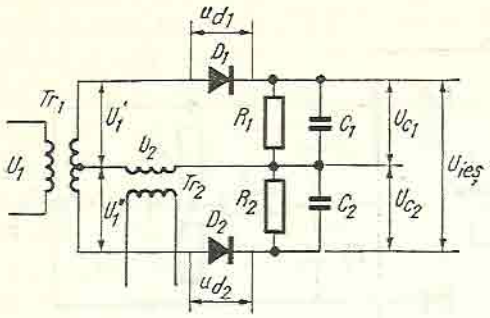
V.13. Schema unui detector de raport.

tul care traversează dioda D_2, prin circuitul respectiv (SRF, R_2, R_3), încarcă capacitorul C_2 pînă la tensiunea U_{C2}, care este aproximativ egală cu amplitudinea U_{D2}. Suma tensiunilor $U_{C1} + U_{C2}$ rămîne practic constantă, odată cu variația frecvenței semnalului aplicat, deoarece în paralel cu aceste capacitoare este conectat un capacitor electrolitic de mare capacitate. Tensiunea la bornele acestui capacitor este determinată de amplitudinea semnalului aplicat. Datorită capacității mari a lui C_3, tensiunea la bornele acestuia variază foarte lent. Atunci cînd apar modificări rapide, de scurtă durată, ale amplitudinii semnalului, tensiunea la bornele lui C_3 este determinată de valoarea medie a amplitudinii semnalului recepționat. Astfel încît, în cazul unei modulații parazite de amplitudine, suma tensiunilor $U_{C1} + U_{C2}$ rămîne constantă.

În paralel, pe capacitoarele C_1 și C_2 este conectat un potențiometru rezistiv R_1 și R_2, cu punctul median la masă.

Dacă frecvența semnalului este egală cu frecvența de rezonanță, atunci $U_{C1} = U_{C2}$. În acest caz tensiunea la bornele rezistorului R_3 va fi egală cu zero (prin rezistorul R_3 circulă doi curenți egali dar de polaritate inversă).

Cînd frecvența semnalului se schimbă în așa fel încît tensiunea la dioda D_1 crește și cea de la dioda D_2 se micșorează, atunci cei doi curenți care străbat rezistorul R_3 nu vor mai avea valori egale. În acest mod, la bornele rezistorului R_3 va apare o cădere de tensiune proporțională cu diferența dintre valorile celor doi curenți. Dar cum tensiunea sumă la bornele capacitoarelor C_1 și C_2 rămîne constantă, atunci se schimbă numai raportul în care este divizată tensiunea $U_{C1} + U_{C2}$ la bornele fiecărui capacitor. De aceea, acest detector poartă denumirea de *detector de raport*.



V.14. Schema unui discriminator de fază.

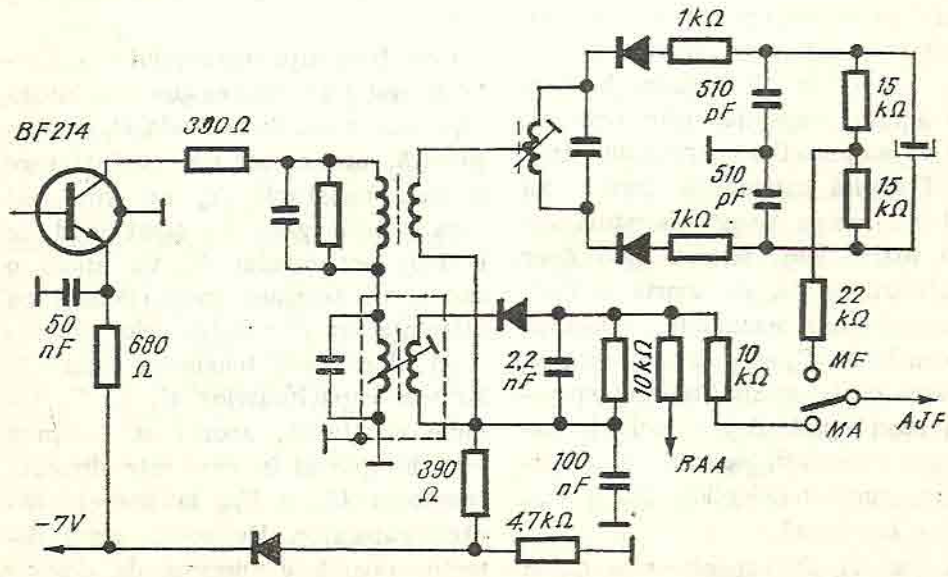
d). *Discriminatorul de fază.* Alături de demodulatoarele de amplitudine și discriminatoarele de frecvență, se folosesc în mod frecvent și discriminatoarele de fază, a căror tensiune la ieșire este proporțională cu diferența de fază dintre cele două oscilații aplicate la intrarea sa.

Schema discriminatorului de fază reprezintă două detectoare serie de amplitudine alăturate, care au ca sarcină circuitele R_1 C_1 și, respectiv, R_2 C_2, unde $R_1 = R_2 = R$ și $C_1 = C_2 = C$.

Tensiunea U_1 se aplică în antifază la cele două diode detectoare D_1 și D_2, prin intermediul transformatorului TR_1 (respectiv U_1' și U_1''), iar tensiunea U_2 se aplică în fază la diode. Deci, tensiunea sumară aplicată unei diode va fi diferită de tensiunea sumară aplicată celeilalte diode. Ca urmare, ținînd seamă de defazajul dintre tensiunile U_1 și U_2 (respectiv U_1 și I_2 și U_1'' și U_2), amplitudinile impulsurilor care se culeg pe sarcinile R_1C_1 și R_2C_2 vor fi diferite și vor depinde de valoarea unghiului de defazare dintre cele două diode.

Amplitudinile celor două semnale sînt suficient de mari pentru ca diodele să lucreze în domeniul liniar.

În fig. V.14 a fost prezentată varianta de discriminator de fază echi-



V.15. Schema demodulatorului MA-MF (Radioreceptorul „Neptun 2S").

librat. O particularitate a acestuia este că, indiferent de raportul dintre amplitudinile tensiunilor U_1 și U_2, valoarea maximă a semnalului la ieșire nu va depăși dublul valorii amplitudinii celei mai mici dintre tensiuni. Această proprietate permite o eliminare ușoară a influenței variațiilor amplitudinilor uneia dintre tensiunile de intrare asupra semnalului de ieșire, fiind suficientă stabilirea amplitudinii celei de-a doua tensiuni, prin micșorarea ei de două ori față de valoarea minimă a amplitudinilor tensiunilor variabile.

În radioreceptoarele moderne se folosesc etaje comune pentru lanțul de amplificare a semnalelor cu frecvențele intermediare pentru MF și MA. În fig. V.15 este prezentată o variantă de demodulator combinat.

(George Pintilie)

Capitolul VI

AMPLIFICAREA

Fenomenul de *amplificare* electronică constă în mărirea de un număr de ori — la ieșirea unui circuit — a puterii unui semnal de la intrarea acestuia. În cazul amplificării liniare, forma semnalului de ieșire este identică cu forma semnalului de intrare sau, cu alte cuvinte, amplificarea este aceeași pentru toate valorile pe care le ia succesiv semnalul de intrare.

Amplificatorul este un dispozitiv electronic care furnizează la ieșirea sa un semnal electric cu o putere mai mare decît a semnalului de intrare.

Amplificatoarele pot fi clasificate după diverse criterii, de exemplu:

— *după mărimea semnalului:* amplificatoare de semnale mici (de tensiune sau curent), amplificatoare de semnale mari (de putere);

— *după banda de frecvențe a semnalelor amplificate:* amplificatoare de joasă frecvență sau audiofrecvență (între 20—20 000 Hz), amplificatoare de radiofrecvență (între 20 kHz—30 MHz) etc.

— *după modul de cuplare între etaje:* cu cuplaj rezistor-capacitate (*RC*), cu cuplaj prin bobină (*L*), cu cuplaj prin transformator, cu cuplaj prin circuite acordate ale elementului amplificator;

— *după regimul de funcționare* (uzual, numai la cele de putere): clasă A, clasă AB, clasă B, clasă C, clasă D.

VI.1. AMPLIFICAREA ÎN TENSIUNE ȘI AMPLIFICAREA ÎN CURENT

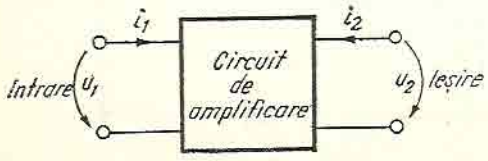
Dacă se consideră un circuit amplificator (fig. VI.1) și se notează curentul și tensiunea la intrare cu i_1, respectiv u_1, iar la ieșire cu i_2, respectiv u_2, se pot defini:

— amplificarea în tensiune:

$$Au = \frac{u_2}{u_1};$$

— amplificarea în curent:

$$Ai = \frac{i_2}{i_1}.$$



VI.1. Circuit amplificator.

Din cele două formule, rezultă amplificarea în putere:

$$A_p = \frac{P_2}{P_1}.$$

Se obișnuiește ca atît amplificarea în tensiune, cît și cea în putere să fie exprimate în decibeli:

$$G_u = 20 \lg \frac{U_2}{U_1} [\text{dB}]; \quad G_p = 10 \lg \frac{P_1}{P_2} [\text{dB}].$$

Mărimea definită în decibeli poartă numele de *cîștig* al amplificatorului.

CE ESTE DECIBELUL [dB]?

În telecomunicații, radiotehnică, acustică și în alte domenii se utilizează ca unitate de măsură decibelul, notat [dB].

Decibelul [dB] reprezintă logaritmul zecimal al raportului dintre două puteri ale semnalului, de regulă raportul dintre puterea de la ieșire și puterea de la intrare a circuitului analizat.

Dacă P_2 este puterea semnalului la ieșire și P_1, puterea semnalului de la intrare, atunci raportul acestor puteri, exprimat în dB, va fi dat de relația:

$$N_p = 10 \log_{10} \frac{P_2}{P_1} [\text{dB}].$$

În cazul în care se cunosc valorile tensiunilor de la ieșire, U_2, și de la intrare, U_1, avem:

$$N_u = 20 \log_{10} \frac{U_2}{U_1} [\text{dB}],$$

relație valabilă și pentru raportul curenților:

$$N_i = 20 \log_{10} \frac{I_2}{I_1} [\text{dB}].$$

De ex.: puterea de intrare într-un amplificator este $P_1 = 0{,}1$ mW, iar cea de ieșire este $P_2 = 1$ W; amplificarea în putere, exprimată în dB, va fi:

$$A_p = 10 \log \frac{P_2}{P_1} = 10 \log \frac{1\ \text{W}}{10^{-4}\ \text{W}} = 10 \cdot 4 = 40\ \text{dB}.$$

Dacă considerăm tensiunea de intrare 10 mV și cea de ieșire 10 V, amplificarea de tensiune exprimată în dB va fi:

$$A_u = 20 \log \frac{U_2}{U_1} = 20 \log \frac{10}{10^{-2}} = 20 \cdot 3 = 60\ \text{dB}.$$

Unele circuite atenuează semnalele, astfel dacă, de pildă, la intrarea într-o linie telefonică urbană avem o tensiune de 0,7 V și la ieșirea din linie o tensiune de 0,07 V, atenuarea în dB va fi:

$$K = 20 \log \frac{0{,}07\ \text{V}}{0{,}7\ \text{V}} = 20 \log \frac{10^{-2}\ \text{V}}{10^{-1}\ \text{V}} = 20 (-1) = -20\ \text{dB}.$$

Raportul nivelelor puterilor, tensiunilor și curenților între două puncte ale sistemului reprezintă valori relative. De obicei interesează valoarea absolută a acestor mărimi în diferite puncte ale sistemului. Pentru a putea exprima valoarea absolută a mărimilor în dB se consideră puterea de referință P_0, tensiunea de referință U_0 (respectiv curentul de referință I_0), presiunea acustică de referință p_0 etc. Valorile de referință reprezintă nivelul de 0 dB, față de care mărimea analizată va avea N dB în conformitate cu relațiile:

a) $N_p = 10 \log \frac{P}{P_0}$ [dB] — pentru puteri.

Dacă: $P_0 = 1$ mW, unitatea se numește 0 dBm,

$P_0 = 1$ kW, unitatea se numește 0 dBk,

b) $N_v = 20 \log \frac{U}{U_0}$ [dB] — pentru tensiuni.

Dacă: $U_0 = 0{,}775$ V pe o rezistență de 600 Ω, unitatea se numește 0 dBr.

$U_0 = 1$ μV — unitatea se numește 0 dBμ.

Pentru nivelul 0 dB acustic se consideră presiunea sonoră de $2 \cdot 10^{-4}$ μbar.

Deci, cînd se spune că zgomotul produs de o anume instalație este de 100 dB,

aceasta reprezintă o putere acustică de:

$$100 \text{ dB} = 10 \log \frac{p}{p_0} = 10 \log \frac{p}{2 \cdot 10^{-4} \mu\text{bar}},$$

de unde:

$$p = 2 \cdot 10^6 \ \mu\text{bar}.$$

Exprimarea mărimilor relative sau absolute în dB are avantajul că acestea se adună sau se scad, pe cînd cele exprimate în rapoarte se înmulțesc sau se împart.

Dacă avem un lanț de transmisie a semnalului, de exemplu: un radioreceptor (cap. VIII), vom avea pentru diferitele etaje: amplificarea etajului schimbător de zece ori; amplificarea AFI de 1 000 ori, atenuarea detectorului de 10 ori, amplificarea AAF de 100 ori, iar amplificarea globală exprimată în rapoarte va fi:

$$A_{global} = 10 \times 1\,000 : 10 \times 100 = 100\,000 \text{ ori},$$

iar exprimată în dB:

$$A_{global} = 20 \text{ dB} + 60 \text{ dB} - 20 \text{ dB} + 40 \text{ dB} = 100 \text{ dB}.$$

În concluzie: decibelul [dB] reprezintă o unitate logaritmică (în baza 10) de măsură cu ajutorul căreia se pot exprima mărimi absolute și mărimi relative ale diferitelor semnale, care prezintă avantaje însemnate în calcule, precum și definirea corectă a condițiilor în care există mărimea respectivă.

(Imre Szatmary)

VI.2. TRANZISTORUL ÎN MONTAJ DE AMPLIFICATOR

Pentru a obține amplificare în curent sau în tensiune, tranzistoarele se conectează schematic în trei feluri:

— conexiune cu bază comună (*BC*) — fig. VI.2a;

— conexiune cu emitorul comun (*EC*) — fig. VI.2b;

— conexiune cu colectorul comun (*CC*) — fig. VI.2c.

Cuvîntul „comun" arată că terminalul respectiv face parte din circuitul de intrare, cît și din cel de ieșire.

Comparînd cele trei moduri de conectare a tranzistoarelor, rezultă următoarele:

— impedanța de intrare Z_{in} este minimă pentru conexiunea *BC* și maximă pentru conexiunea *CC*;

— impedanța de ieșire $Z_{ieș}$ este maximă în cazul conexiunii *BC* și minimă în cazul conexiunii *CC*;

— amplificarea în curent pentru conexiunea *BC* este aproape egală cu 1, iar pentru conexiunile *CE* și *CC* este mai mare și aproximativ aceeași;

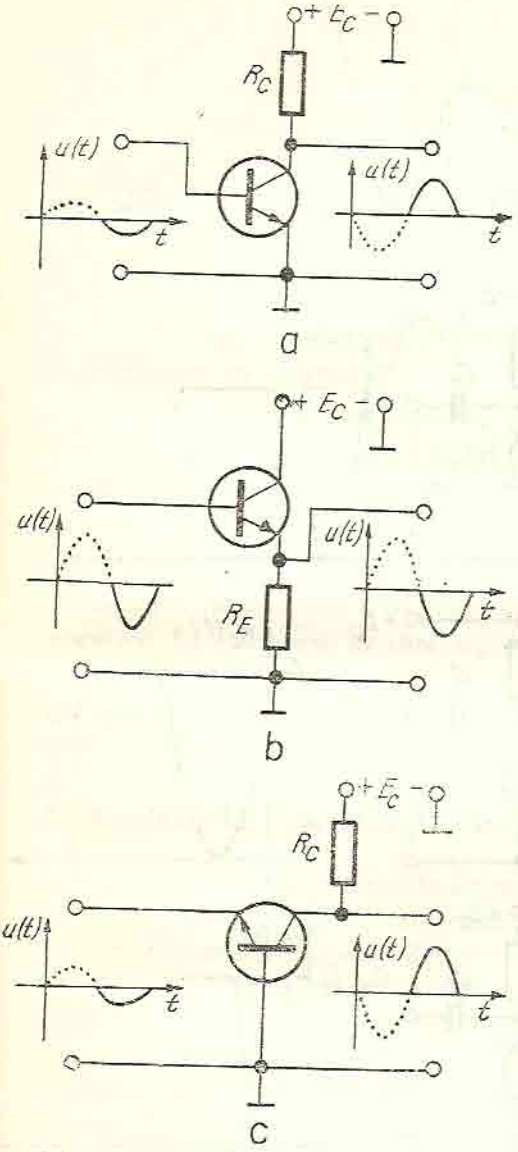
— amplificarea în tensiune, pentru conexiunile *BC* și *EC*, este aproape identică, iar pentru conexiunea *CC*, egală cu 1;

— în majoritatea cazurilor, amplificarea de putere este maximă în conexiunea *EC*.

VI.3. CLASE DE FUNCȚIONARE

În funcție de regimul de funcționare al tranzistoarelor, un etaj de amplificare poate lucra în mai multe clase, obținute prin polarizări convenabile aplicate electrozilor.

Apartenența la o anumită clasă este



VI.2. Tranzistorul în montaj de amplificator.
a. Conexiune *EC*. b. Conexiune *CC*. c. Conexiune *BC*.

determinată de durata de conducție a tranzistoarelor în cursul unei perioade a semnalului.

Clasa A. Un tranzistor în clasă A este în conducție în tot timpul perioadei semnalului. Regimul acesta este singurul care amplifică liniar un semnal (fig. VI.3a), dar prezintă dezavantajul că are un randament scăzut. Polarizarea tranzistorului în repaus trebuie să îndeplinească condiția:

$$U_{CE} = \frac{E_C}{2},$$

iar în cazul amplificatorului de curent trebuie să verifice relația:

$$I_C = \frac{I_M}{2},$$

unde I_M este curentul maxim care poate să treacă prin tranzistor înainte de saturație.

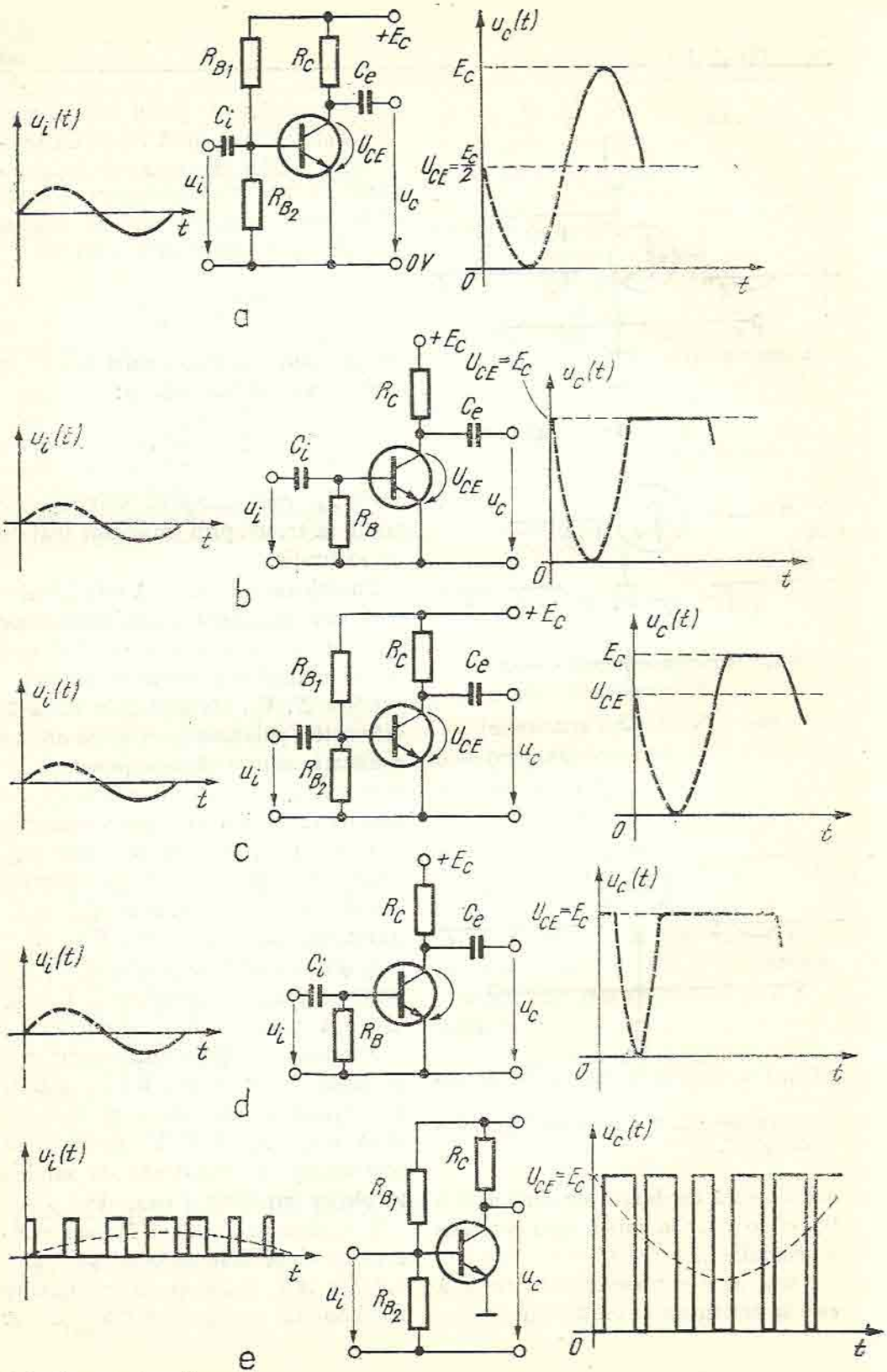
Funcționarea în clasă A este folosită mai ales în amplificarea semnalelor mici (de tensiune sau curent) și mai puțin în amplificatoarele de putere.

Clasa B. Un tranzistor în clasă B este astfel polarizat încît să se afle în conducție numai într-o jumătate de perioadă a semnalului, adică să fie deschis în timpul unei semialternanțe și închis pe parcursul celeilalte (fig. VI.3b). În repaus, tensiunea măsurată în colector față de masă este $U_{CE} = E_C$ (tranzistor blocat). De obicei se alege polarizarea astfel încît $U_{BE} < 0{,}65$ V pentru tranzistoare cu siliciu și $U_{BE} < 0{,}2$ V pentru cele cu germaniu.

Semnalul la ieșirea unui singur etaj în clasă B are forma unei jumătăți de sinusoidă, dar dacă se folosesc două etaje în clasă B, montate în contratimp, pe rezistența de sarcină se obține un semnal sinusoidal.

Funcționarea în clasă B este utilizată în amplificatoarele de putere.

Clasa AB. Regimul de funcționare în clasa AB este intermediar claselor



VI.3. Clase de funcționare.
a. Clasă A, b. Clasă B, c. Clasă AB, d. Clasă G, e. Clasă D.

A și B, adică elementul amplificator este în conducție mai mult de o jumătate de perioadă (fig. VI.3c). Tranzistorul este polarizat puțin peste limita de deschidere ($I_C > 0$), o alternanță fiind amplificată, iar cealaltă limitată la E_C (tranzistor blocat). În repaus, tensiunea U_{CE} are o valoare apropiată de E_C. Acest tip de montaj se folosește tot în cazul amplificatoarelor de putere care lucrează în contratimp.

Clasa C. Un tranzistor lucrează în clasă C (fig. VI.3d) atunci cînd este deschis și amplifică numai o porțiune a unei semialternanțe. În exemplul din fig. VI.3d, tranzistorul *npn* este blocat prin intermediul unei tensiuni negative. În momentul în care $u_{in} + (-U_B) = 0{,}65$ V tranzistorul se deschide și amplifică vîrful alternanței pozitive a tensiunii u_{in}. În repaus, $U_{CE} = U_C$ (tranzistor blocat).

Datorită conținutului bogat în armonici, acest montaj se folosește ca multiplicator de frecvență, iar datorită consumului redus de energie (tranzistorul conduce puțin timp dintr-o perioadă), se utilizează în amplificatoarele de înaltă frecvență.

Clasa D. Acest tip de amplificator (fig. VI.3e) are cel mai mare randament în utilizarea sursei de alimentare. Mesajul este conținut într-un șir de impulsuri modulate în durată (linie punctată). Tranzistorul lucrează între limitele blocat-saturat. La demodulare se extrage anvelopa (linia punctată).

Amplificatoarele în clasă D se folosesc mai ales în telecomunicații și transmisiuni de date cu modulația impulsurilor în durată.

VI.4. ZGOMOTUL AMPLIFICATOARELOR

Orice amplificator produce la ieșire, în afara semnalului util, un semnal perturbator numit *zgomot*. Zgomotul este inevitabil, fiind datorat unor cauze fizice fundamentale și este produs de mai multe surse, dintre care cele mai importante sînt:

Zgomotul de fond. a) *Zgomotul rezistoarelor.* Este un zgomot de fluctuație care se datorează agitației termice a electronilor liberi, în interiorul rezistoarelor. Puterea lui depinde de temperatura absolută a rezistoarelor.

Tensiunea efectivă de zgomot este determinată cu formula lui Nyquist:

$$U_{zg} = 2\sqrt{kTR\Delta f} \text{ [V]},$$

unde:

k = constanta lui Boltzmann ($k = 1{,}37 \cdot 10^{-23}$ J/K);

T = temperatura absolută a rezistorului [K];

R = valoarea rezistorului, independentă de frecvență [Ω];

Δf = lărgimea de bandă în limitele căreia se apreciază tensiunea de zgomot, U_{zg}, [Hz].

b) *Zgomotul tranzistoarelor.* Are trei componente mai importante:

— zgomotul de alice, care se datorează caracterului haotic al trecerii purtătorilor de sarcini prin joncțiunile tranzistorului;

— zgomotul de agitație termică, care este provocat de trecerea purtătorilor prin rezistența de bază a tranzistorului;

(Aceste două categorii sînt predominante la frecvențe medii și înalte.)

— zgomotul anormal care se datorează unor procese cum ar fi: generarea sau recombinarea purtătorilor de sarcină, fluctuația temperaturii etc.; este aproximativ invers proporțional cu frecvența și crește cu curentul de colector al tranzistorului.

Zgomotul de intermodulație. Apare, în special, datorită caracteristicilor neliniare ale elementelor active și se manifestă sub forma unor efecte supărătoare asupra urechii (v. *Distorsiunile și limitarea lor*).

Zgomotul de diafonie. Este determinat, în principal, din:

— cuplajul capacitiv între canale (capacități parazite);

— cuplajul etajelor prin sursa de alimentare;

— cuplajul prin circuitul de masă.

Poate fi înlăturat, parțial sau total, printr-o bună ecranare a legăturilor și scurtarea lor, (pe cît posibil) prin filtrarea și decuplarea sursei de alimentare cu capacități mari și prin legături scurte la masă, dacă este posibil, într-un singur punct.

Zgomotul surselor de alimentare. Apare la ieșirea amplificatoarelor (datorită filtrării insuficiente), sub forma unui brum cu frecvența de 50 sau 100 Hz, fiind determinat de felul și particularitățile fiecărui montaj.

Zgomotul de origine mecanică. Se datorează unor vibrații ale pieselor componente și imperfecțiunilor de construcție (lipituri defectuoase, conectoare defecte etc.).

Zgomotul prin inducție electrică și magnetică. Este dat de transformatoarele de rețea, bobina de filtrare a redresorului, relee, motoare electrice, posturi puternice de emisie etc.

Raportul semnal-zgomot. Toate componentele analizate mai sus duc la diminuarea performanțelor proiectate ale unui amplificator. De aceea, în mod obișnuit, calitatea unui amplificator se apreciază cu ajutorul raportului dintre semnalul util și zgomot (denumit, în mod curent, raport semnal-zgomot).

$$\frac{U_{ies}}{U_{zg\,tot}} = \frac{1}{\sqrt{F}} \cdot \frac{U_{in}}{U_{zg}} \quad (1), \text{ sau în dB:}$$

$$20 \lg \frac{U_{ies}}{U_{zg\,tot}} = 20 \lg \frac{U_{in}}{U_{zg}} - 10 \lg F, \quad (2)$$

unde:

— U_{ies} = amplitudinea semnalului la ieșire;

— $U_{zg\,tot}$ = tensiunea de zgomot la ieșire;

— U_{in} = amplitudinea semnalului la intrare;

— U_{zg} = tensiunea de zgomot care însoțește semnalul la intrare;

— F = factorul de zgomot care indică măsura în care gama dinamică a sursei de semnal se micșorează din cauza zgomotului amplificatorului.

Sensibilitatea. Din cele expuse mai sus reiese că un amplificator fără zgomot are factorul $F = 1$. Deci, în mod ideal, sensibilitatea maximă este dată de amplificare.

În mod real, sensibilitatea este dată de amplitudinea minimă a semnalului care, aplicat la intrarea unui ampli-

ficator, se păstrează, la ieșire, în proporție de cel puțin 80%. Această definiție este valabilă pentru semnalele în fonie. În cazul transmisiunilor de date sau transmisiunilor telegrafice, normele sînt mult mai stricte.

Dacă la intrare se aplică un semnal foarte mic, pentru a menține, la ieșire, raportul semnal/zgomot, trebuie ca amplificatorul proiectat să aibă un F cît mai apropiat de 1.

Practic, în cazul frecvențelor înalte (100 kHz...100 MHz), sensibilitatea amplificatorului este de ordinul microvolților. În domeniul audio, sensibilitatea se cere a fi de ordinul milivolților.

Pentru a obține o sensibilitate maximă și un zgomot mic, primele etaje ale unui receptor sau amplificator de joasă frecvență se realizează cu tranzistoare, cu factor de amplificare mare și zgomot mic.

VI.5. CARACTERISTICA DE FRECVENȚĂ

Reprezintă relația de dependență a amplificării de frecvența semnalului amplificat. Este numită, în mod curent, și *caracteristică de transfer*.

Pentru a caracteriza comportarea unui amplificator în funcție de frecvență, i se atașează factorul neuniformității în bandă (M):

$$\frac{1}{M} = \frac{A}{A_0},$$

unde A_0 reprezintă amplificarea la frecvențe medii, iar A — amplificarea într-un punct oarecare.

În practică, de cele mai multe ori, factorul M are valoarea 1,12 (1 dB) sau 1,41 (3 dB). Cînd nu se specifică altfel, banda se presupune limitată la 3 dB.

Frecvențele limită ale benzii se numesc frecvențe de tăiere (f_j, respectiv, f_s).

În funcție de destinația amplificatorului se stabilește *banda de trecere* sau *lărgimea de bandă*. Ea reprezintă gama de frecvențe în interiorul căreia amplificarea nu variază cu mai mult de 3 dB. Astfel, un amplificator de FI (v. *Radioreceptorul superheterodină*) este cu atît mai bun cu cît are banda mai îngustă și neuniformitatea în bandă mai mică, iar amplificatoarele de JF sînt cu atît mai bune cu cît banda este mai largă (dacă este posibil, de la 0 la 20...50 kHz).

Banda de frecvențe transmisă printr-un circuit de amplificare (fig. VI.4) prezintă trei zone:

a) zona frecvențelor joase;

b) zona frecvențelor medii;

c) zona frecvențelor înalte.

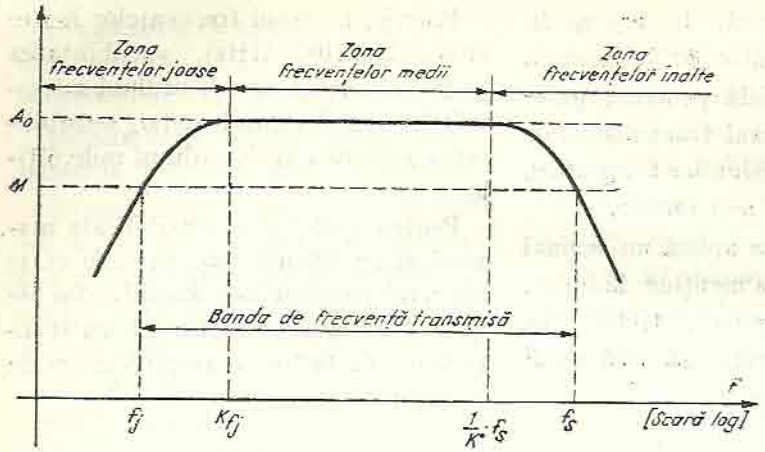
Limitele zonelor diferă, de la caz la caz, în funcție de scopul urmărit. Astfel, pentru AF se delimitează, de obicei, astfel:

a) 0...300 Hz;

b) 300...4 000 Hz;

c) peste 4 000 Hz.

De exemplu, un amplificator cu o lărgime de bandă de 15 kHz, care lucrează în JF, este considerat a fi de bandă



VI.4. Neuniformitatea în bandă a unui amplificator.

largă. Dacă lucrează în banda de UUS (peste 50 MHz) se consideră că are o bandă foarte îngustă.

Lărgimea benzii depinde și de scopul urmărit. Astfel, dacă semnalul de vorbă necesită o bandă de cca 3 kHz (300...3 400 Hz), semnalul de muzică are nevoie de cca 15 kHz (30...15 000 Hz), iar cel pentru transmisiuni telegrafice de 100 Hz.

VI.6. DISTORSIUNILE ȘI LIMITAREA LOR

Reprezintă orice modificare nedorită a unui semnal, după ce a trecut printr-un lanț de amplificare. În general, distorsiunile sînt: de frecvență, de amplitudine, de fază și de dinamică. Cele care afectează mai mult amplificatoarele sînt distorsiunile de amplitudine, deoarece sînt cele mai supărătoare. Se mai numesc și distorsiuni neliniare întrucît se manifestă prin aceea că semnalul la ieșirea amplificatorului nu mai este proporțional cu semnalul de la intrare. Ele apar datorită neliniarității elementelor amplificatoare. Se manifestă electric sub forma unor armonici ale semnalului util. Acestea se combină între ele și rezultă submultipli ai semnalului incident, formînd distorsiunile de intermodulație sau *zgomotul de intermodulație*.

Din punct de vedere al naturii lor, neliniaritățile elementelor care introduc distorsiuni pot fi simetrice sau asimetrice, ceea ce se traduce în expresii analitice cu termeni pătratici sau cubici. Termenii de grad superior au efect foarte supărător, prin duritatea pe care o imprimă audiției.

O formulă pentru determinarea distorsiunilor este:

$$k = \frac{\sqrt{\sum_{i=2}^{n} U_i^2}}{U_1},$$

unde:

U_1 = fundamentala semnalului la ieșirea amplificatorului;

U_i = armonicele.

Simplificat, distorsiunile se pot determina din caracteristica $U_{ieș}$ (U_{in}). O deviație de 12% de la proporționalitatea strictă corespunde unui $k = 2\%$.

Distorsiunile pot fi limitate printr-o bună proiectare a amplificatorului, a elementelor de cuplaj (transformatoare, capacitoare), printr-o bună adaptare a impedanțelor între intrare și microfon, doză sau un etaj anterior, între ieșire și sarcină (difuzor sau un alt etaj).

O condiție esențială pentru a nu avea distorsiuni mari este alegerea cu atenție a tranzistoarelor și a punctelor statice de funcționare, astfel încît, în regim dinamic, să nu se ajungă în zona neliniară a caracteristicilor.

Folosirea reacției negative duce la micșorarea considerabilă a distorsiunilor de orice tip.

VI.7. REACȚIA NEGATIVĂ ȘI POZITIVĂ ÎN AMPLIFICATOARE

Rolul reacției este ca, prin intermediul unui semnal, adus de la ieșire la intrare, să corecteze anumite caracteristici structurale ale amplificatorului.

Deoarece în cele mai multe cazuri semnalul de comandă a amplificatorului este o tensiune, semnalul de reacție este tot o tensiune, care se aplică în serie sau paralel cu tensiunea de comandă. În schimb, mărimea controlată de reacție poate fi atît tensiune, cît și curent. De aici rezultă noțiunea de reacție de curent sau tensiune.

În cazul în care reacția afectează un singur etaj de amplificare, avem așanumita „reacție locală", iar în cazul mai multor etaje — „reacția globală".

În fig. VI.5 sînt date două exemple de reacție locală. O impedanță Z_r în emitorul unui tranzistor (fig. VI.5a) introduce o reacție negativă, serie-serie (Z_r fiind conectată în serie, atît în circuitul de intrare, cît și în circuitul de ieșire). În cazul cel mai simplu, impedanța Z_r poate fi o rezistență.

În schema din fig. VI.5b este prezentat modul de introducere a unei reacții tip paralel la intrare și la ieșire.

Două exemple de aplicare a reacției globale pe cîte două etaje de amplificare sînt date în fig. VI.6.

Datorită pericolului crescut de autooscilație, reacția pozitivă se folosește mult mai rar decît reacția negativă. Ea este utilizată cu succes în amplificatoarele de RF ale radioreceptoarelor simple, în scopul măririi sensibilității.

Efectele reacției

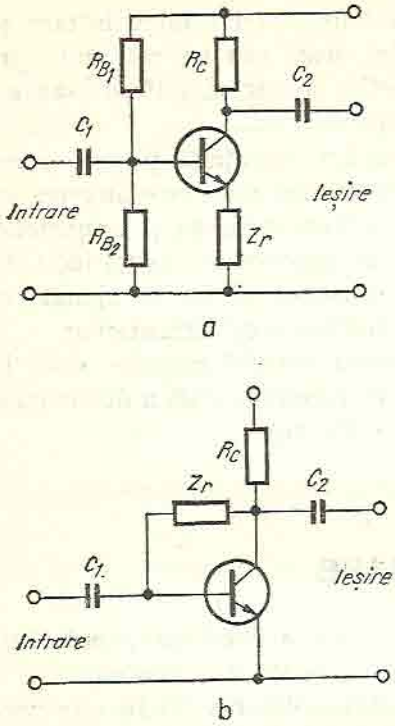
Amplificarea. După aplicarea reacției, amplificarea devine:

$$A' = \frac{A}{1 \pm \beta A},$$

unde:

A' = amplificarea după aplicarea reacției;

A = amplificarea fără reacție;



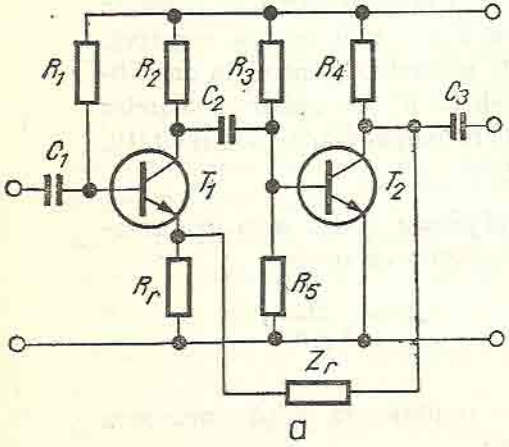
VI.5. Circuite cu reacție locală.
a. Reacție serie-serie.
b. Reacție paralel-paralel.

β = coeficientul de transfer al rețelei de reacție.

Factorul de reacție, $F = 1 \pm \beta A$, este mai mare decît unitatea în cazul reacției negative, și mai mic decît unitatea, în cazul reacției pozitive. Deci, amplificarea scade în urma aplicării reacției negative și crește în cazul aplicării celei pozitive.

Tensiuni parazite. Dacă la sfîrșitul lanțului de amplificare intervine o perturbație, atenuarea acestuia este egală cu F, în cazul reacției negative. În cazul distorsiunilor neliniare introduse de un etaj de putere, acest lucru este foarte important. Dacă tensiunea parazită apare într-un alt etaj, ea poate fi redusă în măsura în care poate fi mărită amplificarea etajului anterior.

Reacția pozitivă nu are aceste avantaje (enumerate mai sus) și, de aceea, este utilizată foarte rar.



VI.6. Circuite cu reacție globală.
a. Reacție serie-paralel.
b. Reacție paralel-serie.

Influența asupra impedanțelor de intrare și ieșire

În urma aplicării reacției negative:

— impedanța de intrare scade (crește) de F ori, dacă reacția este tip paralel (serie);

— impedanța de ieșire scade (crește) de F ori, dacă reacția este tip paralel (serie).

Exemplu. Impedanța de intrare a tranzistorului T_1 (fig. VI.6a) a crescut de F ori, datorită reacției negative „serie" (R_r), aplicate la intrare. Impedanța de ieșire a scăzut de F ori, datorită reacției negative „paralel", aplicate prin impedanța Z_r.

Banda de frecvență transmisă și stabilitatea. În cazul reacției negative, banda de frecvență transmisă crește foarte mult. Astfel, tranzistorul care lucrează în montaj *EC* poate amplifica la frecvențe mai mari decît în mod normal. Desigur, datorită defazajelor pe care le introduce rețeaua de reacție, o bandă largă aduce și pericolul autooscilațiilor, amplificatorul devenind astfel oscilator. Același lucru se întîmplă și în cazul reacției globale pe mai multe etaje. Defazajele, cu care contribuie fiecare etaj, măresc pericolul de instabilitate.

Concluzie. Reacția negativă are dezavantajul că micșorează amplificarea. În schimb, reducerea distorsiunilor neliniare, mărirea benzii de frecvențe amplificate, micșorarea zgomotului etajelor finale, sînt avantaje greu de obținut în alte condiții.

Reacția pozitivă are singurul avantaj că mărește amplificarea; în rest are numai dezavantaje: cresc distorsiunile și zgomotul amplificatorului, scade banda etc.

VI.8. AMPLIFICATOARE DE RF

Amplificatorul de RF reprezintă primul etaj din componența unui radioreceptor. Folosirea lui duce la:

— mărirea raportului semnal/zgomot peste tensiunea de zgomot a etajului schimbător, de frecvență, deci creșterea sensibilității;

— mărirea stabilității în funcționare a radioreceptorului, prin micșorarea influențelor circuitului de intrare asupra oscilatorului;

— reducerea radiațiilor perturbatoare ale oscilatoarelor, prin intermediul circuitelor de intrare;

— mărirea selectivității față de frecvența imagine;

— îmbunătățirea caracteristicii de reglare a reglajului automat al amplificării (RAA), prin aplicarea semnalului de RAA și pe etajele de RF;

— îmbunătățirea funcționării etajului SF prin păstrarea unui semnal de valoare aproape constantă la intrarea acestuia ca urmare a aplicării sistemului de RAA pe etajul de RF.

Amplificatorul de RF trebuie să îndeplinească următoarele condiții:

a) să asigure o amplificare mare;

b) să aibă o bandă îngustă (selectivitate ridicată);

c) să nu autooscileze;

d) să nu introducă distorsiuni;

e) să aibă amplificare constantă în toată banda.

a) Amplificarea mare este necesară deoarece semnalele sînt foarte slabe. De asemenea, la intrarea în mixer, semnalul trebuie să aibă un anumit nivel, deoarece acesta este etajul cel mai zgomotos din receptor. În cele mai multe cazuri, sensibilitatea receptorului este determinată de etajul amplificator de RF.

b) Banda îngustă ajută la eliminarea frecvenței imagine și la mărirea raportului semnal/zgomot.

c) Un etaj de RF care autooscilează nu mai amplifică sau amplifică foarte puțin și face imposibilă recepția.

d) Distorsiunile introduse de un etaj amplificator de RF duc la o recepție slabă și la apariția unor amestecuri (mixări) auxiliare de semnale. Uneori, același post se poate recepționa în mai multe locuri pe scală.

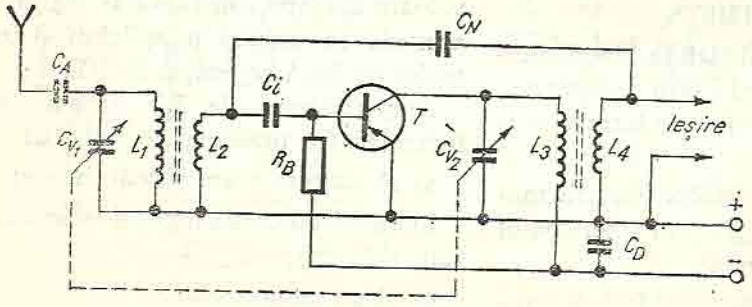
e) Amplificarea constantă este necesară în toată banda pentru a avea o sensibilitate constantă a receptorului. Amplificarea variabilă duce la apariția unor autooscilații în anumite puncte ale scalei.

VI.8.1. Amplificarea RF pentru UL, UM, US

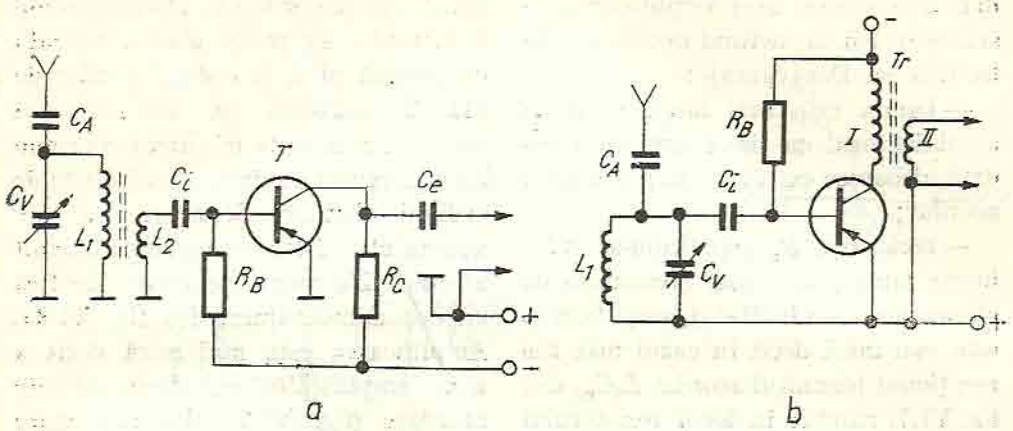
În radioreceptoare se utilizează două tipuri de asemenea amplificatoare, unele aperiodice, a căror sarcină este neacordată, și altele periodice, acordate, care au ca sarcină un circuit acordat pe frecvența recepțională.

Amplificatoare RF cu sarcina acordată

În fig. VI.7 este dată schema unui amplificator cu circuite acordate. Pentru a preîntîmpina apariția autooscilației pe frecvența de rezonanță s-a neutrodinat etajul (C_N). Pentru a nu modifica acordul și factorul de calitate al circuitului acordat L_1C_{v1}, antena se cuplează printr-un capacitor C_A, de valoare cît mai mică (10...50 pF), și pentru a nu micșora factorul de calitate al circuitului oscilant, bobina L_2 va avea un număr mic de spire (1/10 din L_1). Capacitorul de cuplaj C_1 (1...10 nF) realizează separarea galvanică. În lipsa acestuia, baza tranzistorului se conectează la masă prin L_2, blocîndu-l. Rezistorul R_B polarizează tranzistorul. Valoarea lui variază în funcție de tipul tranzistorului și de tensiunea de alimentare (R_B=50...500 kΩ).



VI.7. Amplificator RF neutrodinat cu circuite acordate.



VI.8. Amplificatoare RF cu sarcină aperiodică.
a. Cu sarcină rezistivă. b. Cu sarcină inductivă.

În colector se află al doilea circuit acordat L_3C_{v2}, identic cu L_1C_{v1}.

Prin L_3 se face și alimentarea de la sursă (—). Capătul dinspre minus al bobinei este conectat la masă, din punct de vedere alternativ, prin capacitorul de decuplare C_D. Lipsa acestuia duce la închiderea circuitului de înaltă frecvență prin sursă și apariția unor radiații parazite dăunătoare altor etaje sau aparatelor din jur. Valoarea lui C_D este cuprinsă între 1 și 100 nF.

Pentru a nu modifica factorul de calitate al circuitului acordat, bobina L_4 are un număr redus de spire (1/10 din L_3).

Cuplajele parazite prin fire lungi, cuplajele inductive între L_1L_2 și L_3L_4 sau reacția internă a tranzistorului pot duce la autooscilația etajului. De aceea se neutrodinează etajul prin C_N. Fenomenul constă în aducerea de la ieșire la intrare a unui semnal, în antifază cu cel de la intrare. C_N este de valoare mică (3...30 pF) și neutrodinează capacitățile parazite, plus capacitatea internă a tranzistorului. Capacitorul de acord C_{v1} este montat pe același ax cu C_{v2} și acordează pe aceeași frecvență circuitele L_1C_{v1} și L_2C_{v2}.

Amplificatoare RF cu sarcină aperiodică

În fig. VI.8 sînt prezentate două scheme tipice pentru astfel de amplificatoare. Față de fig. VI.7 deosebirea constă în modul de realizare al sarcinii (neacordată). Fig. VI.8a reprezintă un amplificator de RF, a cărui sarcină este rezistivă (R_c). Astfel, amplificarea este constantă în toată gama de frecvențe recepționată. Circuitul de intrare este identic cu cel descris în paragraful precedent. Cuplajul cu antena se face prin C_A; circuitul acordat C_vL_1 se leagă la tranzistorul amplificator T prin L_2 și C_i. Polarizarea se realizează prin R_b, iar sarcina este rezistența din colectorul tranzistorului T. Cuplajul cu etajul următor se realizează prin C_e (1...10 nF). Față de schema cu circuit de sarcină acordat (fig. VI.7), acest amplificator are avantajul utilizării unui singur circuit acor-

dat, a existenței unei amplificări constante în bandă, nefiind necesară neutrodinarea. Dezavantaje:

— banda este mai largă decît la amplificatorul cu două circuite acordate, deoarece există un singur circuit acordat;

— rezistența R_c neputîndu-se mări foarte mult (1...20 kΩ) (tensiunea de alimentare este limitată), amplificarea este mai mică decît în cazul mai sus menționat (circuitul acordat L_3C_{v2} din fig. VI.7, montat în locul rezistorului R_c, prezintă la rezonanță o impedanță de ordinul sutelor de kΩ).

În fig. VI.8 b este prezentată schema unui amplificator de RF a cărui sarcină este un transformator de RF (Tr). Cuplajul circuitului acordat L_1C_v cu antena se face tot printr-un capacitor de valoare mică C_A, iar cu etajul amplificator prin capacitorul C_i. Tranzistorul de tip *pnp* (sau *npn*) se polarizează prin rezistorul R_B.

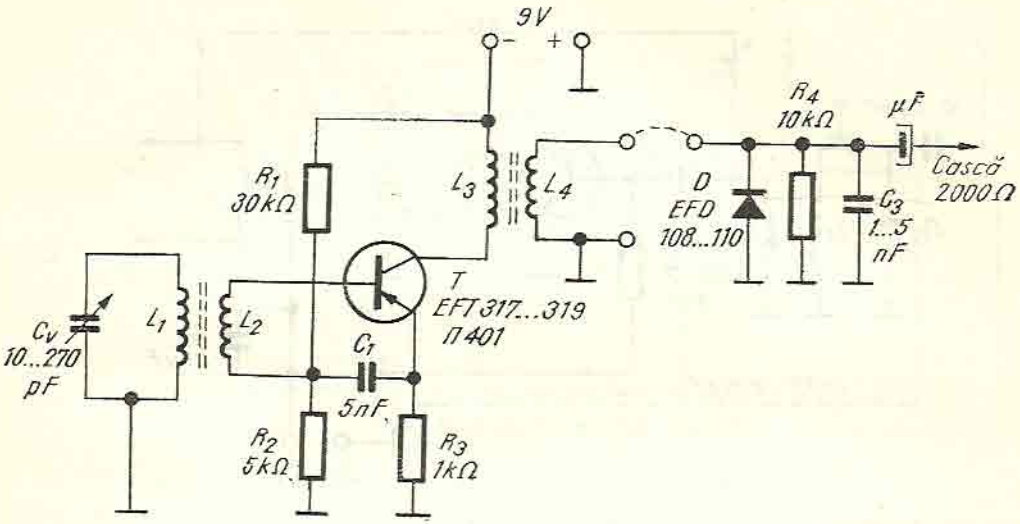
Transformatorul RF se realizează, de obicei, folosind un inel de ferită sau un miez tip oală. Înfășurarea primară I are pentru UL, UM, US, un număr de 100...150 spire din conductor CuEm izolat cu mătase ⌀ = = 0,1...0,15 mm. Înfășurarea secundară are un număr de spire de 15...20 de ori mai mic. Numărul de spire dat este orientativ, urmărindu-se de fapt realizarea unei inductanțe maxime în gama de frecvențe aleasă. Cu cît inductanța primarului va fi mai mare, reactanța inductivă va fi și ea mai mare, făcînd să crească mult amplificarea tranzistorului. Față de montajul din fig. VI.8a are avantajul obținerii unei amplificări mărite, prin creșterea rezistenței de sarcină. Deci, crescînd inductanța, se poate mări rezistența de sarcină pînă la ordinul zecilor de kΩ. Tranzistorul nu se saturează deoarece rezistența în curent continuu a primarului transformatorului este de ordinul ohmilor. Și acest etaj are avantajul că folosește un singur circuit acordat. Lățimea benzii este identică cu cea a montajului din fig. VI.8a. Amplificarea este mai mică decît a unui amplificator cu două circuite acordate (fig. VI.7), dar mai mare decît a amplificatorului cu sarcină rezistivă (fig. VI.8a).

Exemple de montaje practice

Amplificator RF cu sarcină aperiodică

Un amplificator cu sarcină aperiodică — transformator de RF — pentru UL, UM este prezentat în fig. VI.9. Circuitul oscilant L_1 C_{v1} realizează acordul pe frecvența dorită. Se poate utiliza un capacitor variabil miniatură de la radioreceptoarele „Cora", „Zefir", „Alfa", din care se folosește o secțiune, sau orice capacitor variabil care să posede o variație a capacității 10...270 pF sau 20...500 pF.

Bobina L_1 se realizează pe o bară de ferită cu secțiunea dreptunghiulară sau rotundă, similară celor folosite în receptoarele „Cora", „Alfa", „Albatros", „Neptun", „Mamaia". Pentru UM se bobinează cca 50...65 spire cu conductor Cu-Em izolat cu mătase ⌀ 0,12... 0,2 mm sau liță de radiofrecvență. Pentru UL se bobinează cca 170...200 spire cu același fir. Se va folosi o carcasă cartonată sau de plastic, care să poată culisa ușor pe bara de ferită. Bobina L_2 se înfășoară pe o carcasă



VI.9. Amplificator RF cu sarcină aperiodică.

separată. Are 3...7 spire pentru UM și 10...15 spre pentru UL. Sîrma folosită este identică cu a bobinei L_1.

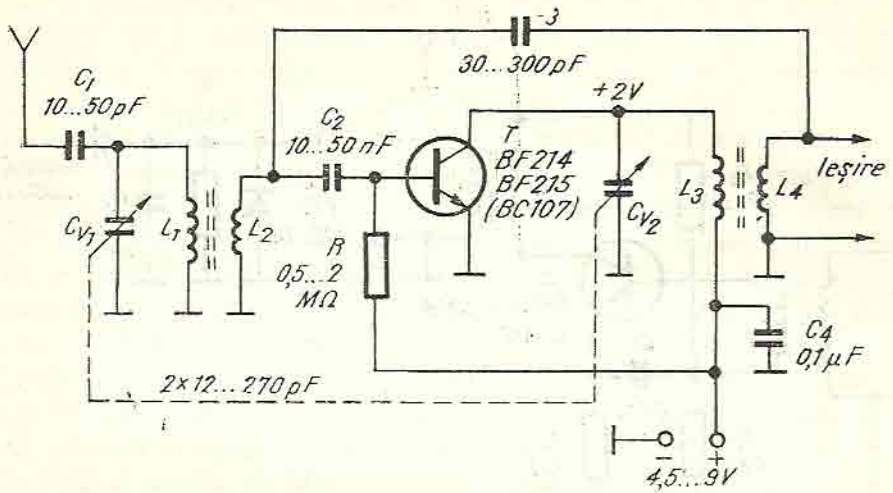
Polarizarea tranzistorului T se face cu R_1R_2. Pentru stabilizarea punctului static de funcționare s-a montat un rezistor în emitorul tranzistorului R_3. Sarcina etajului o constituie un transformator RF, similar celui descris la paragraful despre amplificatoare de RF aperiodice. Se poate folosi o bobină cu ecran și miez oală, similară celor folosite la amplificatoarele de FI ale receptoarelor „Cora", „Zefir", „Alfa", „Neptun" etc.

Înfășurarea L_3 are un număr de 50...150 spire, iar L_4, 2...10 spire. Sîrma folosită poate fi CuEm ∅ 0,1...0,12 mm.

Un capăt al bobinei L_4 se cuplează la masă (+), iar celălalt capăt la etajul de mixare (dacă se construiește un receptor superheterodină). În cazul în care se construiește un receptor cu amplificare directă, bobina L_4 va avea un număr de 30...40 spire și se va cupla la un etaj detector, similar celui din fig. VI.9. Dioda de detecție este punctiformă cu germaniu sau siliciu. Rezistorul R_4 reprezintă sarcina detectorului. Capacitorul C_3 scurtcircuitează la masă înalta frecvență rămasă după detecție. Anvelopa semnalului de RF se transmite prin C_2 unui amplificator de AF (pentru audiție în difuzor) sau unei căști cu impedanță mare (2 000... 4 000 Ω).

Amplificator RF cu circuite acordate

Cu un tranzistor *npn* de înaltă frecvență se poate realiza un amplificator RF, a cărui schemă este prezentată în fig. VI.10. Amplificatorul are două circuite acordate: primul se află la intrarea în baza tranzistorului, al doilea are rol de sarcină acordată și este montat în colectorul tranzistorului. Pentru a împiedica apariția autooscilațiilor s-a neutrodinat etajul amplificator prin capacitorul C_3.



VI.10. Amplificator RF cu circuite acordate.

Capacitoarele C_{v1}, C_{v2} sînt similare celor folosite în receptoarele „Cora", „Alfa" „sau „Albatros". Circuitele C_{v1}, L_1 și C_{v2}, L_3 se acordează pe aceeași frecvență. Bobinele L_1 și L_3 au același număr de spire; la fel L_2 și L_4.

Pentru a se împiedica apariția autooscilațiilor, se recomandă folosirea bobinelor cu ecran metalic, similare celor folosite în amplificatorul de frecvență intermediară, în receptoarele industriale. Pentru UM, L_1 are 220 de spire din Cu Em ⌀ 0,1 mm. L_2 are 10 spire din Cu Em ⌀ 0,1 mm. La fel L_3 și L_4. Pentru US, L_1 și L_2 se realizează pe cîte o carcasă cu ⌀ = 6...8 mm prevăzută cu miez reglabil. $L_1 = L_3$ numără 10...14 spire din Cu Em ⌀ = = 0,3...0,5 mm, iar $L_2 = L_4$ numără 2...4 spire din Cu Em ⌀ =0,3...0,5 mm.

La punerea în funcțiune a montajului se reglează rezistorul R, pînă cînd tensiunea din colectorul tranzistorului devine +2 V.

Amplificator RF cascod cu două circuite acordate

Unul dintre cele mai bune amplificatoare de RF (privind performanțele atinse) este ilustrat în fig. VI.11. El beneficiază de:

— selectivitate ridicată, prin utilizarea a două circuite acordate;

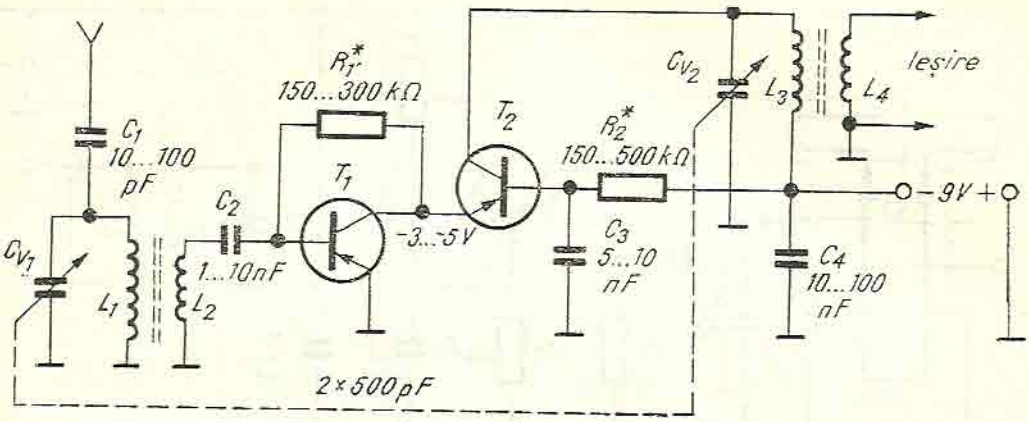
— amplificare foarte mare, datorită utilizării a două tranzistoare, deci sensibilitate mărită;

— nu este necesară neutrodinarea deoarece tranzistorul T_2 amplifică în montaj *BC* (capacitatea parazită internă a tranzistorului C_{CE} fiind mult mai mică decît C_{CB}).

Rezistența de ieșire în montaj *BC* este mult mai mare decît în montaj *EC*, influențînd astfel mai puțin factorul de calitate al circuitului acordat L_3C_{v2}. T_1 și T_3 pot fi de tipul EFT 317...319, II 401.

Datele bobinelor sînt identice cu cele ale schemei din fig. VI.10.

Rezistoarele R_1 și R_2 se reglează astfel încît tensiunea continuă între



VI.11. Amplificator RF cascod cu circuite acordate.

masă și colectorul tranzistorului T_1 să fie (—3...—5 V).

Capacitorul C_3 cuplează la masă, din punct de vedere al radiofrecvenței, baza tranzistorului T_2.

Capacitorul C_4 decuplează sursa de tensiune din punct de vedere alternativ. Și acest amplificator poate fi folosit ca etaj de radiofrecvență pentru un receptor superheterodină, a unui receptor 1 VO (audiție în cască) sau 1 V1 (audiție în difuzor), utilizînd indicațiile date la amplificatorul cu sarcină aperiodică.

Datele bobinelor pentru UM-US sînt identice cu cele utilizate în amplificatorul RF cu două circuite acordate.

VI.8.2. Amplificatoare RF pentru UUS

Spre deosebire de amplificatoarele pentru UM, UL și US, amplificatoarelor pentru UUS li se impun unele condiții deosebite:

— să lucreze la frecvențe de ordinul zecilor sau sutelor de MHz;

— să aibă un zgomot de fond foarte mic;

— să amplifice semnale de ordinul microvolților;

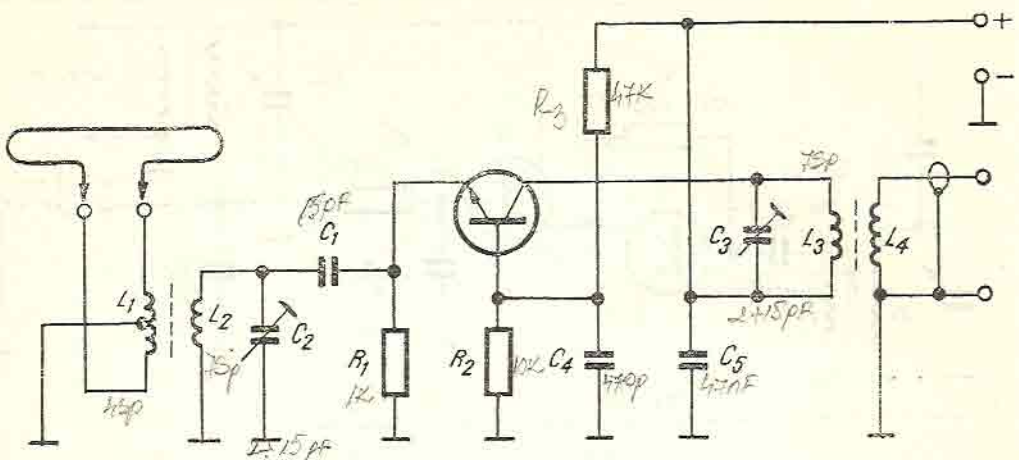
— să aibă banda de trecere cît mai mică.

Prin urmare, factorul de calitate al circuitelor acordate trebuie să fie cît mai mare.

Scheme din fig. VI.12 reprezintă un amplificator al cărui tranzistor *npn* lucrează în montaj *BC*. S-a folosit acest tip de conexiune deoarece tranzistorul poate amplifica frecvențe chiar apropiate de $f_T (f_T \simeq f_x)$. Deci, se pot folosi tranzistoare care au f_T (dat în catalog) de ordinul 100...200 MHz (BF 214 și BF 215).

Montajul conține două circuite acordate în banda recepționată. Primul circuit acordat L_2C_2 se cuplează inductiv cu antena de tip dipol. Bobina L_1 are priză mediană. Legătura între dipol și celelalte două capete ale bobinei L_1 se poate face printr-o panglică TV cu $Z_c = 300\ \Omega$.

Numărul de spire (2...4) se alege în funcție de banda recepționată și de tipul de antenă folosit. Bobina L_2 are, de obicei, un număr de 4...7 spire și



VI.12. Amplificator UUS în montaj *BC*.

depinde atît de banda recepționată cît și de valoarea capacitorului de acord C_2 (trimer).

Capacitorul C_1 are o valoare destul de mică (10...15 pF), astfel încît la frecvența recepționată să prezinte o reactanță capacitivă destul de mare, pentru a nu strica factorul de calitate al circuitului acordat. De altfel, această valoare scăzută este cerută și de impedanța de intrare mică a tranzistorului în montaj *BC*, dar ea nu poate fi micșorată oricît, deoarece transferul de semnal la intrarea amplificatorului s-ar micșora foarte mult și semnalul s-ar diviza între C_1 și R_1, legată în paralel cu impedanța de intrare a tranzistorului (sute de Ω).

Se alege un compromis între transferul dorit de semnal către intrarea amplificatorului și menținerea unui factor de calitate dorit al circuitului L_2C_2.

Factorul de calitate (banda de trecere) se micșorează odată cu scăderea reactanței capacitive a lui C_1, cînd se mărește valoarea lui în pF.

Rezistorul R_1 are o valoare uzuală, între 0,5...1,8 k Ω și care depinde, în mare măsură, de tensiunea de alimentare folosită și de curentul de colector al tranzistorului.

Rezistoarele R_2 și R_3 polarizează tranzistorul și au, de obicei, valori cuprinse între 5 și 30 k Ω.

Capacitorul C_4 cuplează la masă baza tranzistorului din punct de vedere al frecvenței înalte. În colectorul tranzistorului se montează al doilea circuit (L_3C_3), acordat pe frecvența recepționată. L_3 și C_3 au valori identice cu L_2, respectiv C_2.

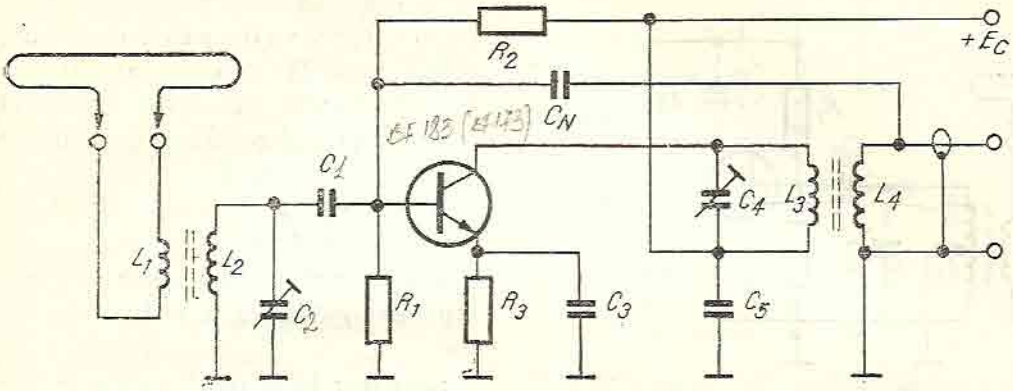
Capacitorul C_5 (1...50 nF) realizează decuplarea cursei, scurtcircuitînd înalta frecvență la masă.

Bobina L_4 cuplează amplificatorul cu etajul următor care poate fi:

— un detector, pentru cazul în care se recepționează posturi cu modulații în amplitudine;

— un detector de produs, cînd se recepționează semnalele modulate în frecvență;

— un etaj de mixare, în cazul receptoarelor superheterodină.



VI.13. Amplificator UUS în montaj *EC* neutrodinat.

Amplificator în montaj EC neutrodinat, cu două circuite acordate

Acest montaj (fig. VI.13) s-a impus în urma realizării unor tranzistoare de înaltă frecvență tip *npn* cu $f_T = 500...$ ...1 000 MHz (BF 173, BF 183). Cuplajul antenei (tip dipol) la circuitul acordat de la intrarea amplificatorului se face printr-un cablu tip panglică cu impedanță de 300 Ω, ce se leagă la capetele bobinei L_1. L_1 conține, de obicei, 1...2 spire bobinate între spirele bobinei L_2. L_2C_2 formează circuitul oscilant de la intrarea amplificatorului, cuplîndu-se capacitiv (C_1) cu aceasta. Rezistoarele R_1 și R_2 polarizează tranzistorul, avînd valori cuprinse între 7 și 39 kΩ.

Impedanța de intrare a tranzistorului este de ordinul a 2...3 kΩ, deci factorul de calitate al circuitului oscilant este mai puțin micșorat față de cazul amplificatorului în montaj *BC*.

Valoarea capacitorului C_1 poate fi mărită și deci transferul de semnal de la intrarea amplificatorului este superior celui din fig. VI.12. Acesta este unul din avantajele folosirii montajului *EC*. De asemenea, amplificarea în putere este superioară celei date în montajul descris anterior.

Pentru eliminarea cuplajelor parazite și ale capacității interne a tranzistorului (C_{CB}) se impune neutrodinarea etajului (C_N).

Circuitul acordat L_3C_4 din colectorul tranzistorului este identic cu cel de la intrare (L_2C_2).

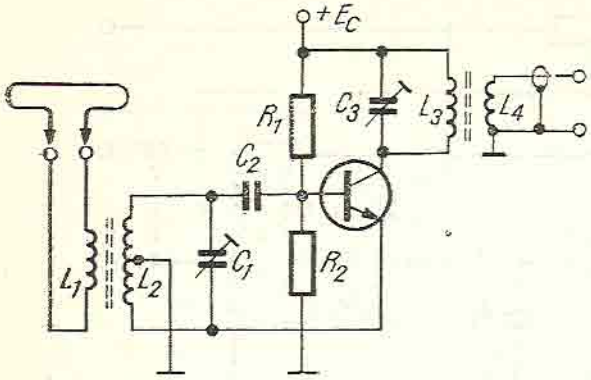
Rezistorul R_3 stabilizează termic punctul static de funcționare al tranzistorului (0,5...2 k Ω).

Capacitorul C_3 (1...10 nF) conectează emitorul la masă din punct de vedere al înaltei frecvențe. Capacitorul C_3 are rolul de decuplare și filtrare a sursei de alimentare.

Amplificator UUS cu punct intermediar la masă

Uneori, pentru a se evita neutrodinarea etajelor amplificatorului, în montaj *EC* se folosește, la intrare, un circuit cu „punct intermediar la masă".

Se urmărește separarea, din punct de vedere alternativ, a intrării față de ieșire, evitîndu-se în acest fel apariția autooscilațiilor și obținerea unei



VI.14. Amplificator UUS cu punct intermediar la masă.

amplificări mari în banda dorită. Metoda constă în cuplarea între bază și emitor a circuitului acordat de la intrare (L_2C_1), iar o priză intermediară a bobinei L_2 se cuplează la masă. Intrarea apare conectată pe diagonala unei punți (fig. VI.14), ale cărei laturi sînt formate din cele două secțiuni ale bobinei L_2 și capacitățile interne C_{CB} și C_{CE}. Ieșirea este conectată pe cealaltă diagonală. Cînd puntea este echilibrată, ieșirea va fi separată de intrare, făcînd posibilă creșterea amplificării față de cazurile obișnuite. Echilibrul se obține prin alegerea corespunzătoare a prizei pe bobina L_2.

Antena de tip dipol se cuplează tot ca la montajele de mai sus.

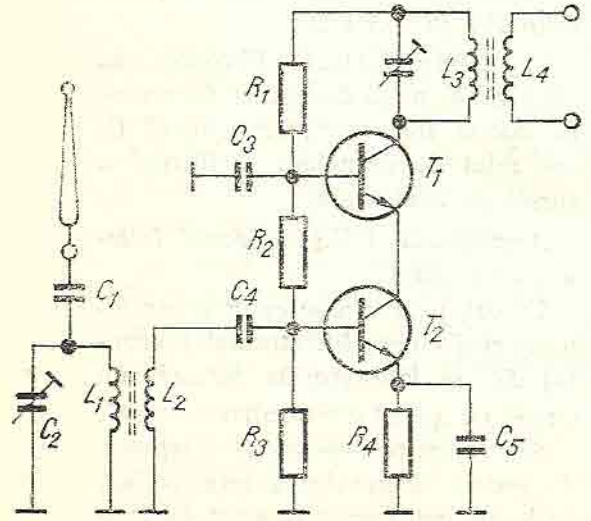
Capacitorul C_2 (100...1000 pF) face separarea galvanică între bază și emitor.

Rezistoarele R_1 și R_2, care polarizează tranzistorul, au valori similare celor din montajele precedente.

Capacitoarele semireglabile C_1 și C_3, împreună cu bobinele L_2, respectiv L_3, formează cele două circuite acordate pe frecvența sau în mijlocul unei benzi dorite.

Amplificator UUS cascod

Unul dintre cele mai folosite montaje în benzile UUS este amplificatorul cascod. Performanțele acestuia sînt net superioare oricărui tip de amplificator (fig. VI.15). Sînt valabile toate calitățile enumerate la paragrafele precedente.



VI.15. Amplificator UUS cascod.

Separarea foarte bună între circuitul de intrare și cel de ieșire se obține datorită faptului că al doilea tranzistor funcționează în montaj *BC*. Primul tranzistor (T_2) face adaptarea între circuitul de intrare și amplificatorul propriu-zis (T_1). El amplifică mai mult în curent, realizînd o adaptare foarte bună cu tranzistorul T_1. Acest montaj amplifică pînă la frecvențe apropiate de frecvențele de tranziție (f_T). Deci, se pot folosi tranzistoare cu f_T dată în catalog, mult mai mică decît în cazul montajului *EC*. De asemenea, amplificarea

în tensiune este net superioară montajului *BC*, deoarece se realizează o cuplare optimă între circuitul acordat de la intrarea amplificatorului și intrarea tranzistorului T_1. Pentru că circuitul de intrare este puțin amortizat (L_2 avînd un număr de spire mai mic decît L_1), nu este afectat factorul de calitate, deci banda de trecere este mai bună sau cel puțin egală cu a montajului *EC* cu două circuite acordate.

În concluzie, putem spune că acest tip de montaj cumulează calitățile montajelor *BC* și *EC*.

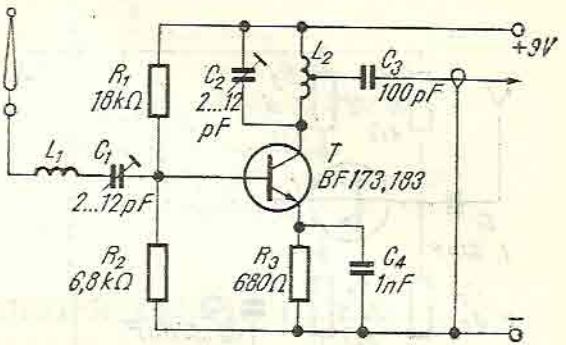
Amplificator UUS pentru mărirea sensibilității, în montaj EC

Pentru a mări sensibilitatea receptoarelor în banda de UUS se poate folosi schema din fig. VI.16.

Adaptarea antenei telescopice se face printr-un circuit *LC* serie, acordat în mijlocul benzii recepționate.

Amplificatorul propriu-zis este realizat cu un tranzistor în montaj *EC*. Polarizarea se face prin rezistoarele R_1 și R_2, iar stabilizarea termică cu rezistorul R_3, decuplat de capacitorul C_4. Sarcina o constituie un circuit derivație acordat (L_2C_2). Cuplajul cu receptorul se face printr-o bucată de cablu coaxial. Ieșirea s-a luat pe o priză a bobinei L_2, pentru a realiza adaptarea între amplificator și receptor. Capacitorul C_3 realizează separarea galvanică față de receptor.

Bobina L_1 se realizează fără carcasă, din sîrmă de cupru argintat ⌀ 0,5 mm și are 15 spire. Diametrul bobinajului este de 7 mm, iar pasul de bobinare 0,4...0,5 mm. Constructiv, bobina L_2



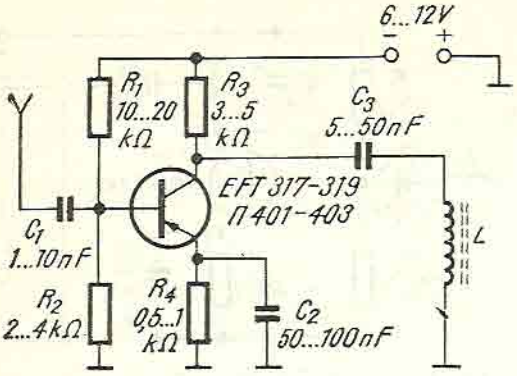
VI.16. Amplificator UUS pentru mărirea sensibilității, în montaj *EC*.

este identică cu L_1, dar la spira a treia de la colectorul tranzistorului se conectează capacitorul de cuplaj cu blocul UUS din radioreceptor.

Tranzistorul folosit este BF 183, BF 200 sau chiar BF 214. Cele două capacitoare semivariabile au valoarea de 2,5...12 pF. La montarea pieselor pe circuit se va avea în vedere ca axele celor două bobine să fie perpendiculare. După ce amplificatorul a fost montat, se recepționează un post în gama UUS și se rotesc cele două capacitoare, C_1 și C_2, pentru audiția maximă.

VI.8.3. Amplificatoare RF de bandă largă

Tipurile de amplificatoare descrise pînă acum au un dezavantaj și anume; trebuie reacordate în momentul recepționării unui alt post de emisie. De aceea, cînd se dorește recepționarea unei game largi de frecvențe, se utilizează amplificatoarele fără circuite acordate. Ele amplifică uniform într-o bandă sau mai multe benzi. Dezavantajele unui astfel de amplifi-



VI.17. Amplificator RF în bandă largă (UL, UM, US).

cator constau în zgomotul de fond mai ridicat decît în cazul amplificatoarelor selective și într-o amplificare mai mică.

Simplitatea lor și faptul că nu necesită reglaje pretențioase, le face totuși abordabile amatorilor de construcții electronice.

Amplificator RF de bandă largă (UL, UM, US)

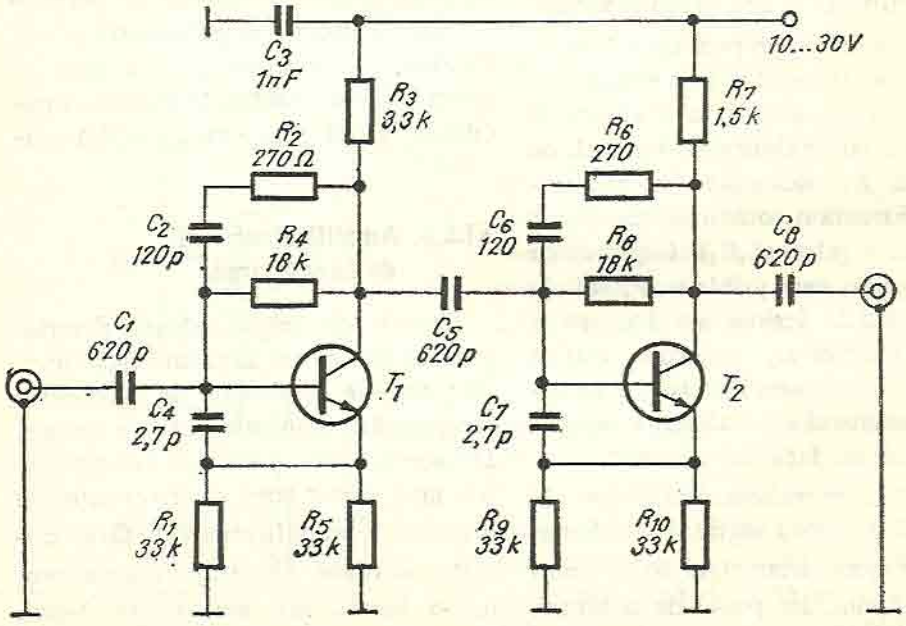
Pentru mărirea sensibilității unui aparat ce recepționează în gamele UM, UL, US se poate construi un amplificator după schema din fig. VI.17. Antena poate fi de tip baston (telescopică) sau de orice alt tip.

Amplificatorul se realizează cu un tranzistor tip *pnp* cu germaniu (tipul EFT 317—319, II 401—403), care lucrează în montaj *EC*. Cîștigul este în jur de 30 dB.

Valorile elementelor nu sînt critice, intervalele fiind precizate pe schemă. Bobina *L* are 15 spire. Se bobinează direct pe bara de ferită a receptorului.

Amplificator US—UUS (10... ...300 MHz)

Amplificatorul descris în fig. VI.18 poate fi utilizat pentru mărirea sen-



VI.18. Amplificator US-UUS (10 MHz — 300 MHz).

sibilității unui receptor de US-UUS sau a unui televizor.

În cazul receptoarelor portabile, amplificatorul se cuplează între antena telescopică și intrarea receptorului.

Dacă receptorul este stabil (radio-TV) se recomandă cuplarea amplificatorului chiar lîngă antena exterioară, într-o cutie etanșă, alimentarea făcîndu-se printr-un fir chiar din aparat.

Tranzistoarele pot fi de orice tip cu $f_T \geqslant 600$ MHz (BF 183, BFW 11 etc.)

VI.9. AMPLIFICATOARE DE AUDIOFRECVENȚĂ (AAF)

VI.9.1. Amplificatoare de AF de semnal mic

Amplificatoare cu cuplaj prin transformator

Acest tip de cuplaj se folosește în următoarele cazuri:

— pentru separarea galvanică, a etajului amplificator de alte etaje;

— în cazul intrărilor simetrice față de masă;

— pentru adaptarea între etaje cu impedanțe diferite;

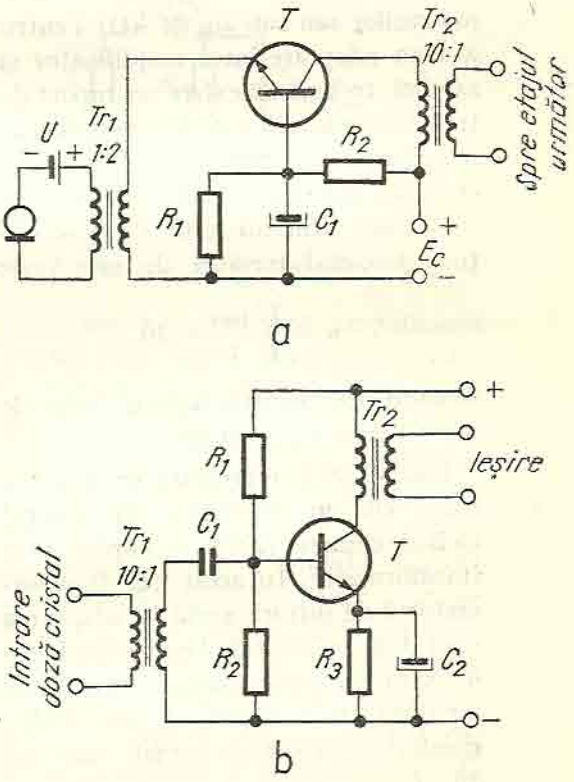
— cînd este necesară o amplificare mare cu un număr mic de etaje.

Dezavantajul transformatorului constă în faptul că ocupă un volum mare, iar banda de frecvențe transmisă este limitată; de aceea se utilizează numai atunci cînd este neapărată nevoie.

Fig. VI.19 a reprezintă un amplificator de microfon în montaj bază comună *(BC)*. Dacă microfonul este cu cărbune se alimentează cu o sursă separată *(U)*, așa cum se vede pe figură. Dacă microfonul este dinamic sau electromagnetic, nu este necesară sursa *U*.

Impedanța de intrare a amplificatorului fiind diferită de cea a microfonului, s-a montat un transformator adaptor.

Exemplu: Dacă trebuie adaptat un microfon cu cărbune, avînd impedanța de 150 Ω, la un amplificator cu



VI.19. Amplificatoare cu cuplaj prin transformator.
a. Montaj *BC*. b. Montaj *EC*.

impedanță de intrare de 600 Ω rezultă raportul de transformare n:

$$n = \sqrt{\frac{Z_m}{Z_{in}}} = \sqrt{\frac{150}{600}} = \frac{1}{2},$$

unde Z_m este impedanța microfonului și Z_{in} impedanța de intrare în amplificator.

Polarizarea tranzistorului se face cu rezistoarele R_1 și R_2, iar decuplarea barei prin capacitorul C_1.

Sarcina etajului o constituie impedanța de intrare a etajului următor, reflectată în primarul transformatorului din colectorul tranzistorului. După cum se știe, impedanța de ieșire a etajului amplificator *BC* este de ordinul zecilor sau sutelor de kΩ. Pentru a avea adaptare între amplificator și sarcină, trebuie să existe un raport de transformare adecvat. Presupunînd că impedanța de ieșire a tranzistorului este 100 kΩ și impedanța de intrare a etajului următor este 1 kΩ se obține (folosind formula de mai sus):

$$n = \sqrt{\frac{100}{1}} = 10.$$

Rezultă că transformatorul este de mare ajutor în acest caz.

Fig. VI.19 b reprezintă un amplificator cu un tranzistor în montaj emitor comun *(EC)* și cuplaj prin transformator. În acest caz transformatorul de intrare ajută la adaptarea unei doze cu cristal. Dacă impedanța de intrare a tranzistorului este 10 kΩ, iar doza are o impedanță de 1 MΩ, rezultă un raport de transformare de 10 : 1.

În cazul conectării directe a dozei la amplificator, aceasta ar fi fost pur și simplu șuntată de impedanța de intrare foarte mică.

Capacitorul C_1 face separarea galvanică între bază și masă (fără C_1 baza ar fi fost conectată la masă, prin înfășurarea secundară a transformatorului).

Rezistoarele R_1 și R_2 polarizează tranzistorul, iar R_3 stabilizează termic montajul. Capacitorul C_2 decuplează rezistorul R_3 din punct de vedere al audiofrecvenței. Transformatorul de ieșire adaptează impedanța de ieșire a tranzistorului cu cea de intrare a etajului următor.

Amplificatoare cu cuplaj RC

Acest tip de cuplaj este cel mai folosit în audiofrecvență, deoarece utilizează capacitoare. Acestea sînt mult mai ieftine și au un gabarit mai mic decît transformatoarele. Banda de frecvență transmisă poate fi mult mai largă decît în cazul transformatoarelor. Dezavantajul constă în aceea că etaje cu impedanțe diferite nu mai pot fi cuplate în lanț, iar amplificarea pe etaj nu mai atinge valoarea din cazul descris mai sus. Prin urmare, elementele pasive *(RC)* și parametrii tranzistoarelor se aleg în așa fel încît să existe o adaptare între două etaje.

Valoarea capacitorului C_1 (fig. VI.20a) trebuie să verifice relația:

$$X_{c1} = \frac{1}{\omega C_1} \ll Z_{in}(T)$$

(reactanța capacitivă (X_{c1}) să fie mult mai mică decît impedanța de intrare a tranzistorului $Z_{in}(T)$ la frecvența cea mai joasă a benzii amplificate.)

La acest tip de amplificator, impedanța de sarcină o constituie rezis-

torul din colectorul tranzistorului (R_4), în paralel cu impedanța de intrare a etajului următor (Z_{in}).

Pentru a avea o amplificare mare trebuie ca cele două componente (R_4 și Z_{in}) să fie cît mai mari. Deoarece valoarea rezistorului R_4 este limitată de tensiunea de alimentare și de curentul de colector, amplificarea fiind deci mai mică decît în cazul cuplajului cu transformator, cuplarea în serie a două etaje amplificatoare, în montaj *BC*, este total dezavantajoasă.

Valoarea capacitorului C_3 se alege astfel încît la cea mai mică frecvență a benzii amplificate, reactanța X_{C3} să fie mult inferioară impedanței de intrare a etajului următor.

Montajul „bază comună" cu cuplaj *RC* este util pentru adaptarea microfoanelor sau dozelor cu impedanță internă joasă (50...1 000 Ω).

Etajul care se cuplează, de obicei, la ieșirea unui amplificator *BC*, lucrează în montaj „emitor comun" (*EC*).

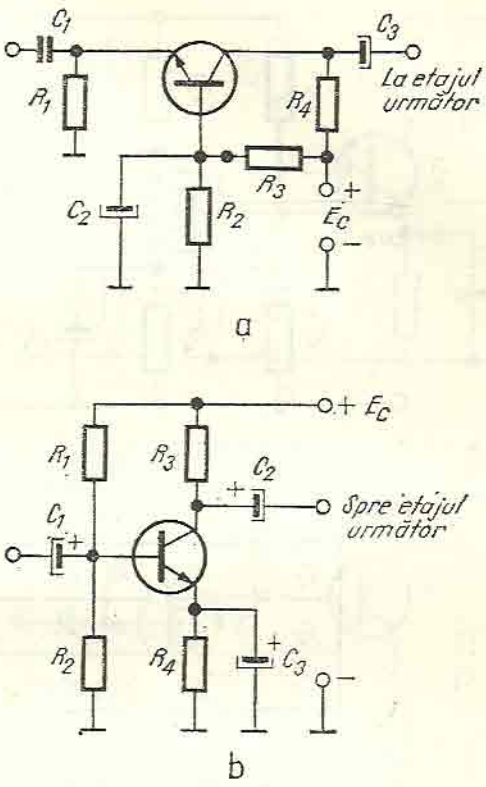
Fig. VI.20b reprezintă un montaj *EC* cu cuplaj prin capacitor.

Capacitoarele C_1 și C_2 trebuie să îndeplinească condițiile impuse și lui C_1, respectiv C_3 din fig. VI.20a. Impedanța de intrare a unui astfel de montaj este cuprinsă între 1 și 50 kΩ.

Pentru o orientare asupra etajelor cu cuplaj RC, în fig. VI.21 se dau gamele uzuale ale valorilor componentelor unui etaj de amplificare în cele trei variante (*EC*, *BC*, *CC*).

Amplificatoare cu cuplaj direct

Acest tip de cuplaj se folosește în următoarele cazuri:



VI.20. Amplificatoare cu cuplaj RC.
a. Montaj *BC*. b. Montaj *EC*.

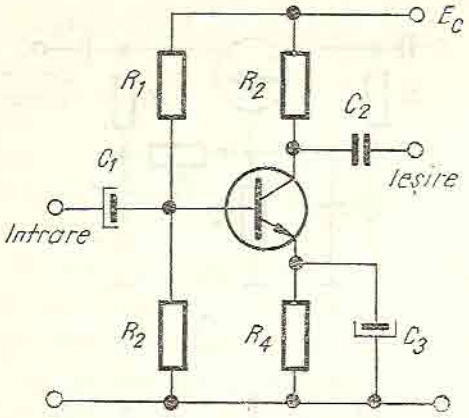
— cînd este necesară amplificarea frecvențelor foarte joase sau a c.c.;

— cînd se amplifică o bandă largă de frecvențe;

— cînd se urmărește miniaturizarea și economia de componente pasive (*RC*).

În fig. VI.22a este dată schema unui amplificator cu două tranzistoare tip *npn*, cuplate galvanic.

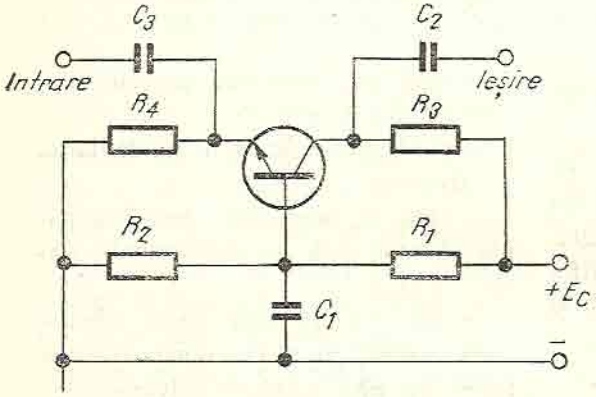
Capacitoarele C_1 și C_3 realizează cuplajul cu celelalte etaje; dacă este necesar cuplajul galvanic, se pot elimina. Polarizarea tranzistorului T_1 se face cu rezistoarele R_1 și R_2. Prin colectorul tranzistorului trece un curent ce duce la apariția unei tensiuni

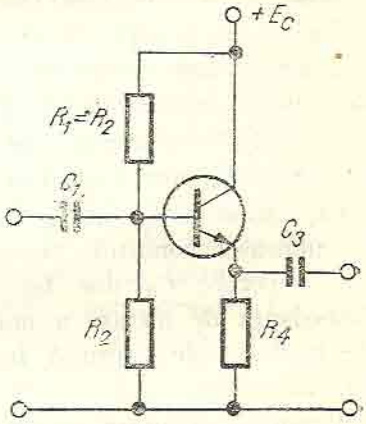


E_C = 3... 30 V
R_1 = 10...200 kΩ
R_2 = 1... 25 kΩ
R_3 = 1... 20 kΩ
R_4 = 200Ω...3kΩ

Tabelul 1

	Joasă frecvență	Înaltă frecvență
C_1	0,1... 10 μF	100 pF... 10nF
C_2	0,1... 10 μF	100pF... 10nF
C_3	10... 100μF	1nF... 100nF





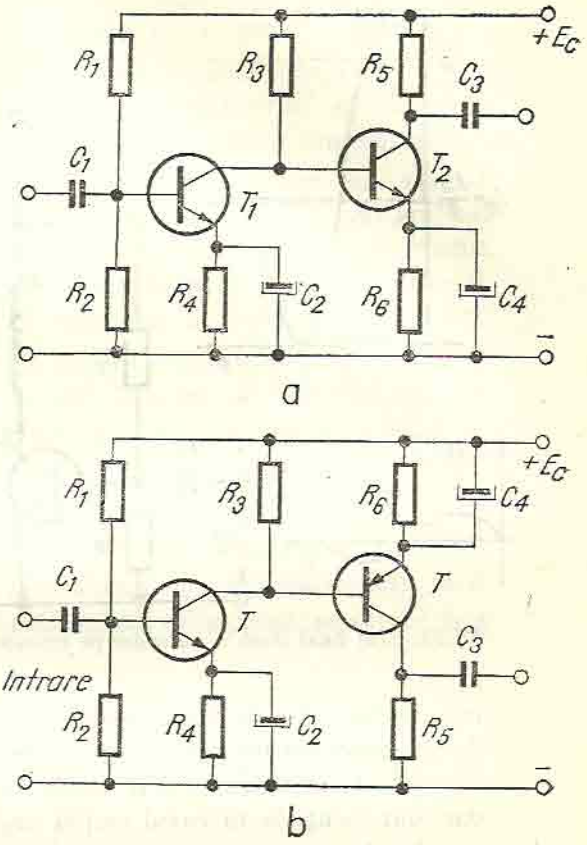
VI.21. Valori uzuale ale elementelor unui etaj amplificator cu un tranzistor.

la bornele rezistorului R_3. Tensiunea între masă și colectorul tranzistorului T_1 polarizează tranzistorul T_2. Rezistorul R_4 stabilizează termic punctul static de funcționare al tranzistorului T_1, iar R_3, în paralel cu impedanța de intrare a tranzistorului T_2, formează sarcina acestuia. Prin R_3 trece și curentul de polarizare a bazei tranzistorului T_2. Rezistorul R_6 stabilizează

termic punctul static de funcționare al tranzistorului T_2, iar R_5, în paralel cu impedanța de intrare în etajul următor, formează sarcina tranzistorului T_2.

Capacitoarele C_2, respectiv C_4, conectează la masă (din punct de vedere alternativ) emitoarele celor două tranzistoare. Amplificarea montajului este egală cu produsul amplificărilor celor două tranzistoare.

Schema din fig. VI.22b utilizează un tranzistor tip *npn* și unul tip *pnp*. Elementele componente au funcțiuni identice cu cele ale schemei din fig. VI.23a. Deosebirea intervine numai între valorile rezistoarelor R_5 și R_6; capacitoarele pot avea aceleași valori ca în schema din fig. VI.22a.



VI.22. Amplificatoare cu cuplaj direct.

VI.9.2. Amplificatoare AF de semnal mare (de putere)

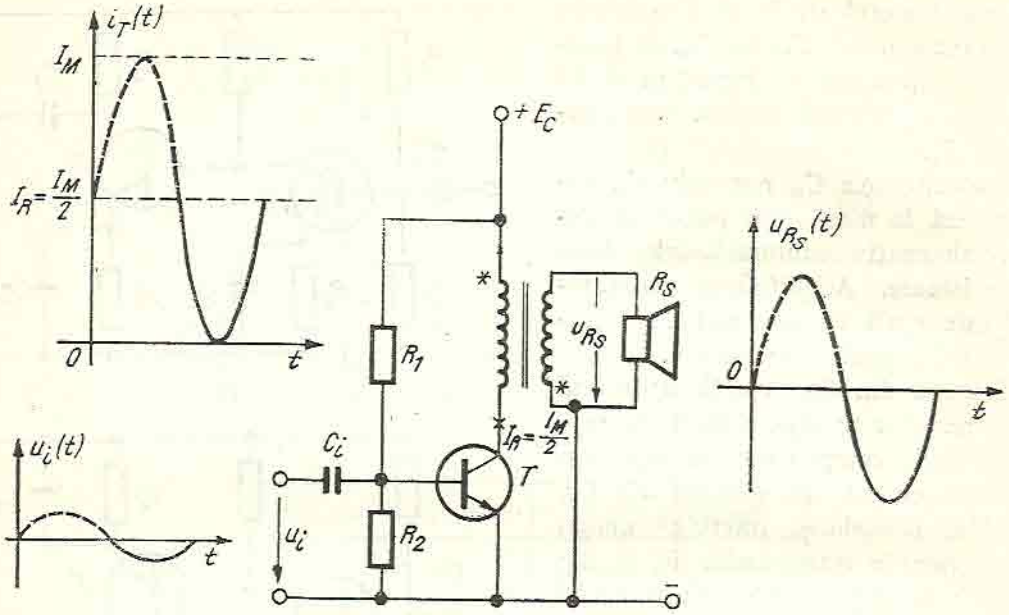
Cele mai utilizate amplificatoare de putere sînt cele în clasele A și B, avînd diferite configurații pentru etajul final.

Amplificator clasă A cu ieșire pe transformator

Acest tip se utilizează în cazul puterilor mici și mijlocii. Sînt simple și ușor de construit și reglat. Au dezavantajul unui consum relativ ridicat de curent în repaus. Randamentul de utilizarea sursei de alimentare este destul de scăzut (sub 40%). În fig. VI.23 este dată schema tipică a unui astfel de montaj. Capacitorul C_i separă galvanic etajul final de etajul anterior, iar rezistoarele R_1 și R_2 polarizează tranzistorul T. În colector este montat un transformator de joasă frecvență, care adaptează un difuzor.

Presupunem că la intrare se aplică un semnal u_i (linia punctată marchează alternanța pozitivă). Pentru a putea amplifica liniar cele două alternanțe, trebuie ca, în repaus, curentul prin tranzistor (I_k). să fie egal cu $\frac{I_M}{2}$ (vezi graficul $i_T(t)$). Tensiunea în colectorul tranzistorului este în antifază cu cea de la intrare.

Trasarea grafică a formei tensiunii la bornele difuzorului impune cunoașterea sensului înfășurărilor transformatorului. Acest lucru poate fi ușor determinat după locul stelușelor ce indică începutul înfășurării, sensul fi-



VI.23. Etaj final clasă A cu ieșire pe transformator.

ind același pentru toate secțiunile. Aceste precizări nu sînt de mare importanță la amplificatorul în clasă A, dar sînt esențiale în cazul amplificatoarelor în contratimp.

Amplificatorul în clasă A se utilizează la puteri cuprinse între zeci de mW și 3...5 W. La puteri de peste 1...2 W este necesar un întrefier pentru a micșora fluxul magnetic produs de componenta continuă a curentului de colector. Magnetizarea miezului duce la modificarea caracteristicilor transformatorului, la apariția distorsiunilor, motive pentru care nu se utilizează la puteri mari. De asemenea, consumul de curent în repaus ar deveni exagerat de mare. Transformatorul ar trebui supradimensionat, pentru a putea suporta în primar acest curent și a nu satura miezul.

La proiectarea unui amplificator în clasă A se ia în considerare și puterea disipată a tranzistorului, care trebuie să fie mult mai mare decît puterea utilă a semnalului audio. Radiatoarele sînt, de obicei, destul de mari, la puteri de peste 3 W.

Etaj final în contratimp cu ieșire pe transformator

Acest tip de amplificator de putere (fig. VI.24) reprezintă un pas important în creșterea factorului de utilizare al sursei de alimentare ($> 80\%$). Puterile obținute sînt mult mai mari decît în cazul amplificatorului în clasă A.

Etajul în contratimp este simetric, fiecare parte amplificînd cîte o semiperioadă a semnalului de la intrare. În componența acestuia intră un etaj defazor, două tranzistoare de putere și

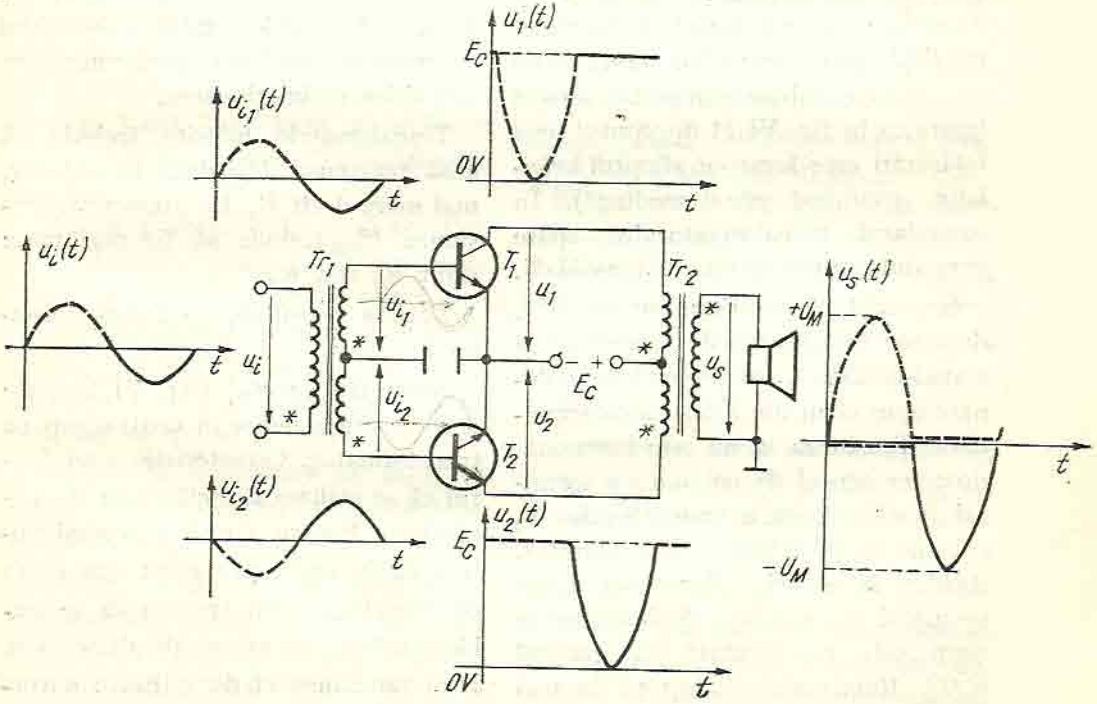
un transformator final care permite cuplarea unui difuzor.

Cele două tranzistoare lucrează în clasă B sau AB. Rareori sînt folosite în clasă A. Folosind clasa B rezultă că, în repaus, prin tranzistoare nu circulă nici un curent, deci energia nu este disipată inutil. Tranzistoarele au nevoie de radiatoare mult mai mici decît în cazul unui amplificator în clasă A. Lipsind componenta continuă, nu se mai produce magnetizarea miezului transformatorului de ieșire, nu mai este necesar întrefierul și supradimensionarea.

Puterea obținută cu acest tip de amplificator este limitată de gabaritul transformatorului, de puterea disipată a tranzistoarelor și de radiatoare (practic 1...100 W).

Pentru a înțelege funcționarea unui astfel de amplificator, să urmărim schema și diagramele din fig. VI.24.

La intrare se aplică un semnal u_i de formă sinusoidală (vezi graficul $u_i(t)$). Transformatorul *Tr 1* (numit defazor) este bobinat în așa fel încît să furnizeze la ieșire două tensiuni cu aceeași amplitudine, de forma lui u_i, dar defazate cu 180° una față de cealaltă. În acest scop, secundarul transformatorului defazor se bobinează cu priză mediană, avînd grijă să se păstreze același sens de bobinare (notat cu asterisc). Cele două tensiuni u_{i1} și u_{i2} sînt măsurate față



VI.24. Etaj final în contratimp cu ieșire pe transformator.

de masă (vezi graficele $u_{i1}(t)$ și $u_{i2}(t)$).

În repaus, cele două tranzistoare (tip *npn*) sînt blocate (clasă B).

Pe durata primei semiperioade (porțiunea punctată) semnalul u_{i1} pozitivează baza tranzistorului T_1 și îl deschide. În colectorul acestuia apare un semnal u_1, a cărui formă se poate urmări pe graficul $u_1(t)$. Tot pe durata primei semiperioade, semnalul u_{i2} este negativ și menține blocat tranzistorul T_2 ($U_{CE} = E_c$). Pe parcursul următoarei semiperioade, u_{i1} devine negativ față de masă, iar u_{i2} pozitiv. Deci tranzistorul T_1 se blochează ($U_{CE} = E_C$), iar T_2 începe să conducă. În colectorul tranzistorului T_2 apare un semnal de forma $u_2(t)$. Pentru a reface semnalul sinusoidal trebuie compuse cele două semnale u_1 și u_2. Acest lucru îl realizează transformatorul *Tr* 2, dacă primarul are două secțiuni identice, bobinate în același sens și legate ca în fig. VI.24 (începutul unei înfășurări este legat cu sfîrșitul celeilalte, rezultînd priza mediană). În secundarul transformatorului apare semnalul compus de formă sinusoidală.

Semnalul u_1 este inversat ca fază, deoarece înfășurarea de alimentare a tranzistorului T_1 are sensul de bobinare opus celui din înfășurarea secundară. Tensiunea u_2 nu este inversată, deoarece sensul de bobinare a secțiunii de alimentare a tranzistorului T_2 coincide cu cel al înfășurării secundare. Așadar, la bornele difuzorului, apare semnalul u_s, a cărei desfășurare în timp este reprezentată în graficul $u_s(t)$. Randamentul etajului de mai sus este de peste 85%.

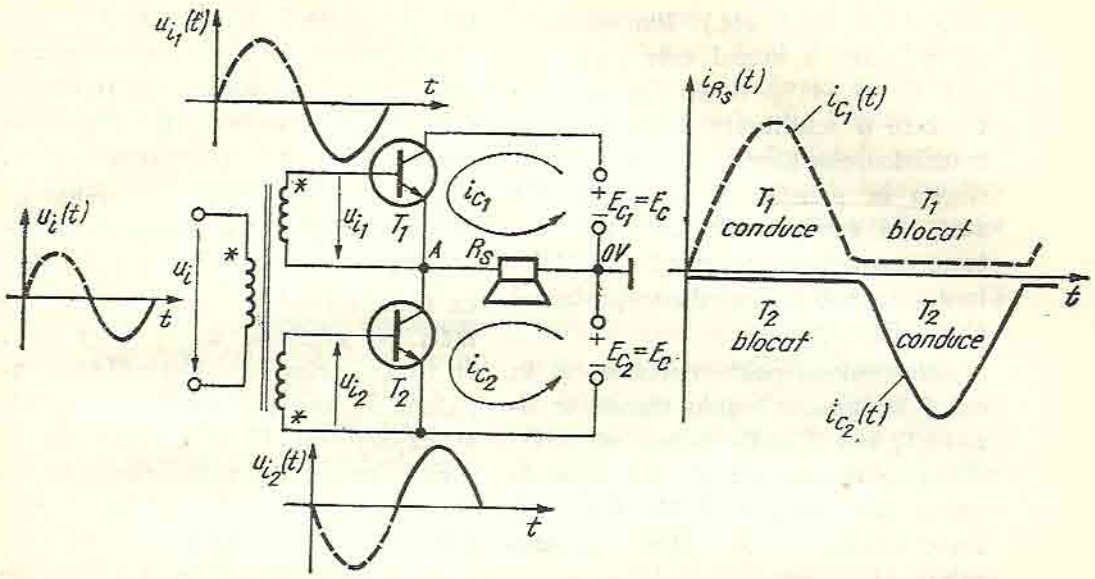
Dezavantajul constă în necesitatea de utilizare a două transformatoare destul de greu de realizat. Orice desimetrizare a înfășurărilor secundare ale defazorului (*Tr 1*) duce la apariția distorsiunilor neliniare (armonici ale semnalului util), de aceea, secundarul se bobinează cu fir dublu, avîndu-se grijă la realizarea legăturii pentru obținerea prizei mediane.

Transformatorul de ieșire (*Tr 2*) este și mai greu de realizat. Pe lîngă simetria necesară celor două secțiuni ale primarului, trebuie să se realizeze și un cuplaj maxim între primar și secundar, pentru ridicarea randamentului. De aceea, se practică despărțirea înfășurării primare în mai multe părți, printre care se bobinează secțiuni ale înfășurării secundare. Acest lucru este deosebit de dificil, neexecutarea corectă a legăturilor între subsecțiuni determinînd scăderea performanțelor sau chiar nefuncționarea.

Tranzistoarele folosite trebuie să aibă tensiunea U_{CE} dată în catalog, mai mare decît E_c. De asemenea, tensiunea U_{BE} trebuie să fie mai mare decît u_{i1} sau u_{i2}.

Etaj în contratimp fără transformator la ieșire

Acest tip de etaj (fig. VI.25) este derivat din schema în contratimp cu transformator. Caracteristic este faptul că se utilizează două surse de alimentare. Pentru a obține aceeași putere ca în cazul precedent (cu ieșire pe transformator), trebuie să se dubleze valoarea tensiunii de alimentare. Deci randamentul de utilizare a sursei scade.



VI.25. Etaj în contratimp fără transformator de ieșire.

Și în acest caz este necesar un transformator defazor. Cele două secțiuni sînt identice ca număr de spire, dar nu se cuplează galvanic între ele. Fiecare se leagă între baza și emitorul unui tranzistor final (T_1 — respectiv T_2).

Pentru a obține cele două tensiuni în antifază, u_{i1} și u_{i2}, în baza tranzistorului T_1 se conectează începutul unei înfășurări, sfîrșitul fiind cuplat la emitor. În baza tranzistorului T_2 se conectează sfîrșitul celeilalte înfășurări, iar începutul la emitor.

Sursele de alimentare se leagă în serie, iar mijlocul lor se conectează la masă.

Tranzistoarele lucrează în clasă B (blocate în absența semnalului). În timpul primei semiperioade, semnalul u_{i1} pozitivează baza tranzistorului T_1, care se deschide și conectează difuzorul la bornele sursei E_{c1}. Prin difuzor (R_s) circulă curentul i_{c1}. Tranzistorul T_2 este blocat datorită tensiunii negative de pe bază. În colectorul lui se găsește o tensiune maximă $U_{cE} = 2E_c$, în funcție de care se alege tipul tranzistoarelor finale.

Pe parcursul celei de-a doua semiperioade, tranzistorul T_1 se blochează și T_2 conduce, cuplînd difuzorul la bornele sursei E_{G2}. Prin tranzistorul T_2 trece un curent i_{c2}, iar tensiunea maximă pe T_1 atinge valoarea $U_{CE} = 2E_G$.

Formele de undă ale curenților i_{c1} și i_{c2} sînt date pe graficul $i_{Rs}(t)$. Tensiunea sinusoidală în A este obținută în urma compunerii semnalului i_{c1} și i_{c2}.

Această schemă este avantajoasă față de cea prezentată anterior, deoarece este eliminat transformatorul de ieșire cu toate inconvenientele lui (volum și greutate mare, scump, di-

ficil de realizat etc.). Randamentul de utilizare a sursei este însă mai mic, de 45...48%. Acest tip de montaj cere o echilibrare foarte bună a tranzistoarelor finale. În repaus, tensiunea în punctul A trebuie să fie zero. În caz contrar, curentul care trece prin difuzor provoacă o încălzire inutilă a bobinei acestuia, putîndu-l chiar distruge.

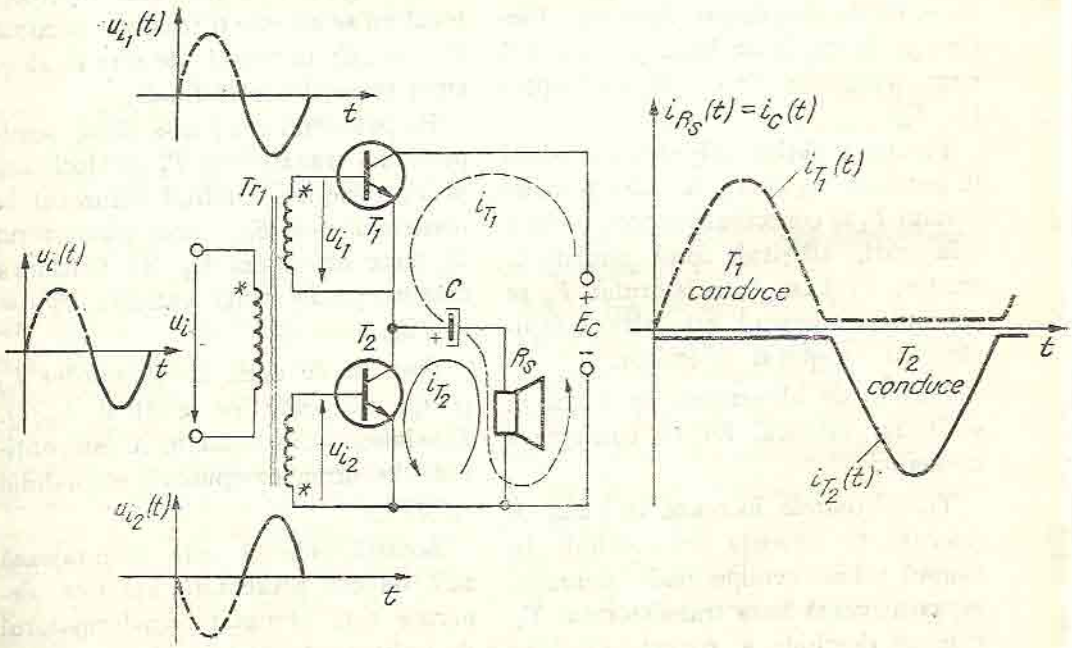
Difuzorul se poate deteriora și în cazul străpungerii unui tranzistor final (T_1 sau T_2). De aceea, acest tip de amplificator nu se folosește la puteri mai mari de 10 W, fără a fi luate măsuri de protecție a difuzorului.

Etaje în contratimp cu ieșirea pe capacitor

La acest tip de etaj [fig. VI.26], conectarea transformatorului defazor nu diferă față de etajul prezentat mai sus. Se folosește o sursă de alimentare, iar difuzorul se conectează printr-un capacitor C între masă și punctul comun celor două tranzistoare (A).

La intrare se aplică un semnal u_i. Prin intermediul defazorului $(Tr\ 1)$ se obțin două semnale, u_{i1} și u_{i2}, opuse ca fază (formele de undă se pot urmări pe graficele $u_{i1}(t)$ și $u_{i2}(t)$). În timpul primei semiperioade a semnalului u_{i1}, tranzistorul T_1 se deschide și capacitorul C se încarcă de la plusul sursei de alimentare. Minusul se transmite prin bobina difuzorului (curentul de încărcare este i_{T1}). Forma de undă a curentului i_{T1} se poate urmări pe graficul $i_T(t)$.

Pe parcursul celei de-a doua semiperioade, tranzistorul T_1 se blochează (tensiunea u_{i1} devine negativă), iar T_2



VI.26. Etaj în contratimp cu ieșirea pe capacitor.

conduce (u_{i2} devine pozitivă). Anodul capacitorului (+) se conectează la masă prin tranzistorul T_2. Descărcarea se face, prin difuzor (R_s), cu un curent i_{T2}.

Compunerea celor două semnale, i_{T1} și i_{T2}, duce la obținerea unei sinusoide similară celei de la intrare, dar cu o putere mult mai mare.

Pentru a nu avea distorsiuni ($i_{T1}(t) \equiv -i_{T2}(t)$) trebuie să se îndeplinească următoarele condiții:

— $u_{i1}(t) \equiv u_{i2}(t)$, deci transformatorul defazor să fie perfect simetric;

— T_1 și T_2 să aibă aceleași caracteristici. Prin urmare, devine necesară sortarea acestora.

Puterea obținută cu acest etaj, în cazul utilizării aceleiași surse de tensiune, este de 4 ori mai mică decît în cazul etajului în contratimp cu transformator de ieșire.

Avantajul constă în neutilizarea unui transformator de ieșire, iar difuzorul este protejat de eventualul dezechilibru al etajului final sau de străpungerea unui tranzistor.

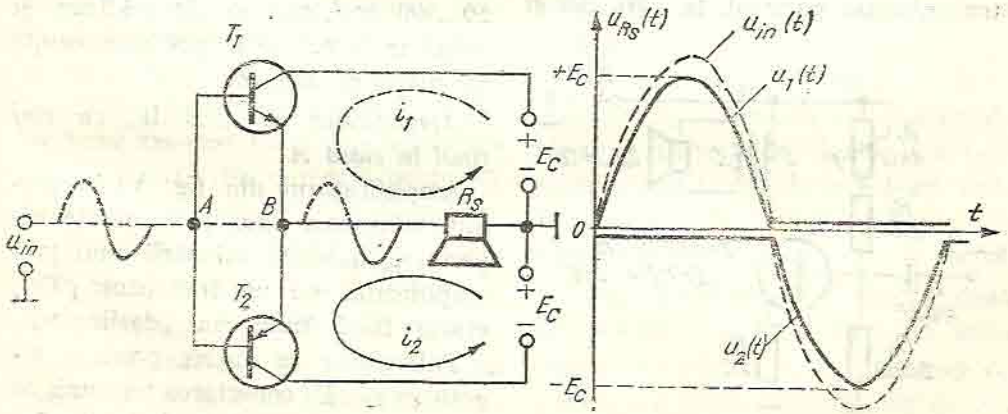
Capacitorul C are o tensiune de lucru mai mare decît tensiunea de alimentare, capacitatea lui fiind în jur de 1 000...10 000 μF. Practic, acest montaj se utilizează pînă la puteri de 20...40 W. Peste această valoare trebuie mărită foarte mult tensiunea de alimentare.

Etaj final cu simetrie complementară

Realizarea tranzistoarelor tip *npn* și *pnp* cu caracteristici identice a dus la eliminarea totală a transformatoarelor din etajele amplificatoare de putere și la realizarea unor amplificatoare integrate, cu puteri cuprinse între 1...20 W.

În fig. VI.27 este prezentată schema de principiu a unui astfel de etaj. Datorită utilizării tranzistoarelor *npn* și *pnp*, montajul funcționează pe ambele semialternanțe (pozitivă și negativă), deci nu mai este necesar transformatorul defazor. Cele două tranzistoare sînt montate ca repetoare pe emitor, avînd ca sarcină comună difuzorul (R_s).

Semialternanța pozitivă deschide tranzistorul T_1 (tip *npn*), în timp ce



VI.27. Etaj cu simetrie complementară.

T_2 rămîne blocat (tip *pnp*). Punctul B urmărește potențialul din punctul A (modificat din cauza tensiunii $U_{BE}(T_1)$). Prin difuzor (R_s) trece un curent i_1. Tensiunea între masă și B are forma $u_1(t)$ din graficul $u_{Rs}(t)$.

Semialternanța negativă blochează tranzistorul T_1 și deschide tranzistorul T_2. Prin difuzor va trece un curent i_2 de sens contrar celui anterior (i_1). Forma de undă a tensiunii din punctul B este $u_2(t)$ din graficul $u_{RS}(t)$.

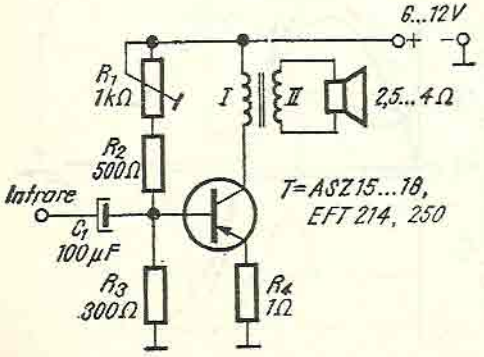
Deoarece tranzistoarele lucrează ca repetoare pe emitor, pentru a folosi complet sursa de alimentare, este necesar ca amplitudinea maximă a tensiunii de intrare u_{in} să fie mai mare decît $E_C(u_{in\,max} > |E|)$. Această situație este reprezentată pe graficul $u_{Rs}(t)$ cu o linie întreruptă.

Montajul se utilizează pînă la puteri de ordinul zecilor (chiar sutelor) de wați.

VI.9.3. Montaje practice

Etaj final clasă A (2W)

Pentru a mări puterea unui receptor auto sau portabil, pe care dorim să-l folosim în mașină, este necesară adaptarea unui amplificator suplimentar.



VI.28. Etaj final clasă A (2W).

Etajul prezentat în fig. VI.28 se poate alimenta direct de la bateria automobilului. Semnalul de intrare în amplificator se ia de la ieșirea pentru difuzorul suplimentar al receptorului.

Capacitorul C_1 realizează separarea galvanică. Polarizarea tranzistorului se realizează cu ajutorul rezistoarelor R_1, R_2 și R_3. Reglajul final se face din R_1, urmărind obținerea unei puteri maxime și a distorsiunilor minime. Rezistorul R_4 stabilizează termic montajul.

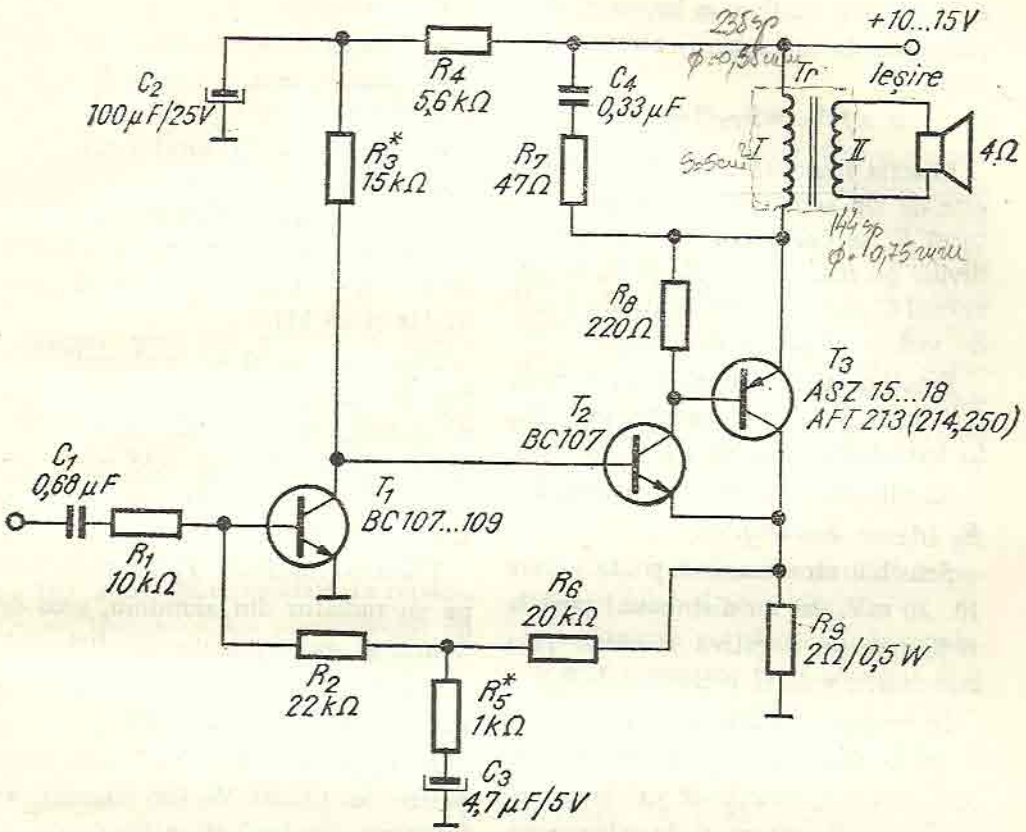
Detalii constructive. Transformatorul de ieșire se realizează din tole FeSi, de calitate bună. Secțiunea miezului este de 4 cm². Înfășurarea I are un număr de 200 spire, din conductor Cu Em, ⌀ 0,6 mm. Secțiunea II conține 77 spire din Cu Em ⌀ 0,8 mm. Difuzorul poate avea o impedanță de 3 Ω.

Tranzistorul de putere tip EFT 212 (EFT 213, EFT 214) sau ASZ 15 — ASZ 18 se montează pe un radiator din aluminiu cu suprafața de 50...100 cm², gros de 2,5... 3,5 mm și îndoit în formă de U, pentru a ocupa un spațiu cît mai mic.

Amplificator de 3...5 W, cu etaj final în clasă A

Amplificatorul din fig. VI.29 permite obținerea unor performanțe superioare, datorită utilizării unui preamplificator cu un tranzistor (T_1), etajul final fiind un „darlington".

Polarizarea se obține printr-o reacție în c.c. La conectarea tensiunii de alimentare, prin rezistorul R_3 se pola-



VI.29. Amplificator de 3—5 W, cu etaj final în clasă A.

rizează tranzistorul compus T_2—T_3 și apare un curent prin R_9. Acesta crește pînă în momentul în care tensiunea la bornele rezistorului R_9 ajunge la valoarea de 0,7...0,8 V, cînd se transmite, prin rezistoarele R_6 și R_2, în baza tranzistorului T_1, deschizîndu-l. O parte din curentul ce trecea prin R_3 va circula prin T_1. Tranzistorul compus primește un curent mai mic. Se ajunge astfel la un echilibru, care menține tranzistoarele în zona activă normală de lucru. Modificarea polarizării se face cu ajutorul rezistorului R_9.

Rezistorul R_4, împreună cu capacitorul C_2, realizează o filtrare suplimentară a tensiunii de alimentare a tranzistorului T_1.

Capacitorul C_4, legat în serie cu rezistorul R_7, formează un circuit de tăiere a frecvențelor înalte sau tensiunilor sub formă de impulsuri, apărute la bornele transformatorului de ieșire.

Etajul final este realizat cu două tranzistoare: T_2 (tip *npn* de mică putere, cu siliciu) și T_3 (tip *pnp* de putere, cu germaniu). Modul de conectare al acestora duce la realiza-

rea unui etaj darlington inversat. Amplificarea în curent a acestui etaj este:

$$A_i = \beta_{T2} \cdot \beta_{T3}.$$

Reacția negativă a amplificatorului este de tip serie-paralel. De pe rezistorul R_9 se culege un semnal care se divide pe rezistoarele R_6 și R_5 (capacitorul C_3 este scurtcircuitat, din punct de vedere al joasei frecvențe).

Fracțiunea de semnal de la bornele rezistorului R_5 se transmite, prin R_2, în baza tranzistorului T_1.

Amplificarea se poate modifica din R_5 ($A_U = 20...250$).

Sensibilitatea maximă poate atinge 10...20 mV, dar cu distorsiuni pînă la 10% (reacție negativă minimă, prin micșorarea valorii rezistorului R_5).

În repaus, prin înfășurarea I a transformatorului, trece un curent de 350...500 mA, funcție de valoarea tensiunii de alimentare și de valoarea rezistorului R_9^*.

Date tehnice

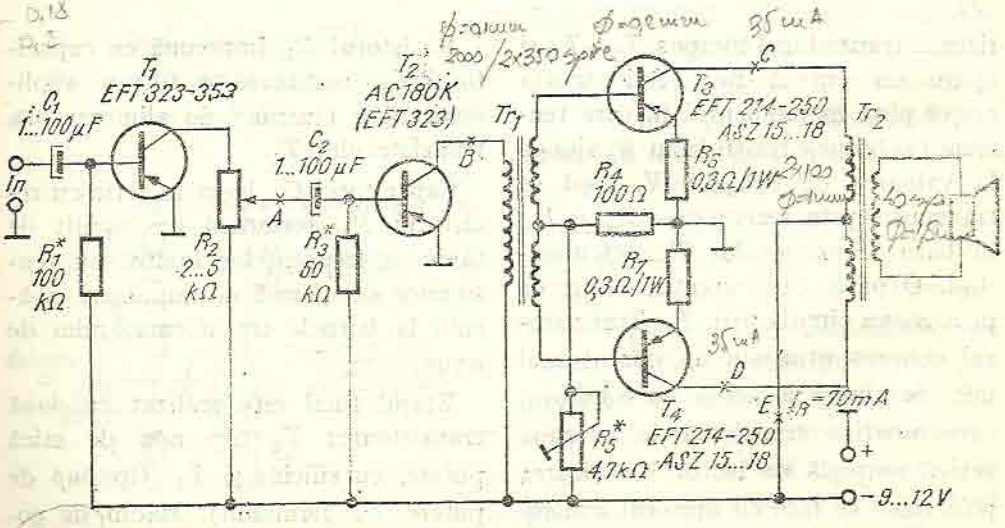
— Tensiunea de alimentare 10...15 V
— Consum maxim 0,6...1 A
— Putere utilă 3...5 W
— Impedanța difuzorului 4Ω
— Sensibilitate 35 mV
— Impedanța de intrare 12 kΩ
— Banda de frecvențe la puterea de 1 W și — 3 dB este cuprinsă între 60 Hz și 16 kHz.

Transformatorul se realizează din tole Fe Si tip E 20. Secțiunea va fi de 5 cm². Primarul (I) conține 235 spire din Cu Em, ⌀ 0,55 mm. Secundarul (II) are 144 spire din Cu Em, ⌀ 0,75 mm.

Tranzistorul final T_3 se montează pe un radiator din aluminiu, gros de 3 mm și cu suprafața de 100 cm².

Amplificator de putere cu etaj final în contratimp clasă AB

Amplificatorul din fig. VI.30, cu o putere de 10...20 W (în difuzor), se compune din două etaje preamplificatoare și un etaj final în contratimp



VI.30. Amplificator de putere cu etaj final în contratimp, clasă AB.

clasă AB. Puterea etajului final depinde de tensiunea de alimentare.

Primul etaj amplifică semnale de ordinul a 20...40 mV. Polarizarea acestuia se face prin rezistorul R_1. Valoarea finală depinde de tensiunea de alimentare și de valoarea potențiometrului R_2. Capacitoarele C_1 și C_2 nu au valori critice.

Etajul prefinal, pentru a putea ataca etajul final, trebuie să furnizeze o putere de 0,2...0,3 W. Tranzistorul este de tip EFT 323 (montat pe un mic radiator) sau AC 180 K.

Transformatorul defazor ajută la obținerea celor două semnale defazate cu 180° unul față de celălalt. În repaus, fiecare tranzistor are prin colector un curent de 35 mA (clasă AB). Polarizarea tranzistoarelor finale se face prin intermediul divizorului rezistiv R_4—R_5. Reglarea curentului de repaus (I_R) se face din rezistorul semireglabil, R_5. În emitorul fiecărui tranzistor final se află cîte un rezistor de 0,2 Ω, care stabilizează termic punctul static de funcționare al acestora.

Detalii constructive. Transformatorul defazor are următoarele date: miez de tole de FeSi tip E + I de 1 cm²; întrefier de 0,1 mm. Primarul are 2 000 spire, cu sîrmă din Cu Em ⌀ 0,1 mm, iar secundarul, 2 × 350 spire din Cu Em ⌀ 0,2 mm.

Transformatorul de ieșire are miez E + I cu secțiunea de 10 cm². Primarul conține 2 × 100 spire din Cu Em ⌀ 1 mm, iar secundarul 40 spire din Cu Em ⌀ 1,5 mm. Difuzorul va avea o impedanță de cca. 10 Ω.

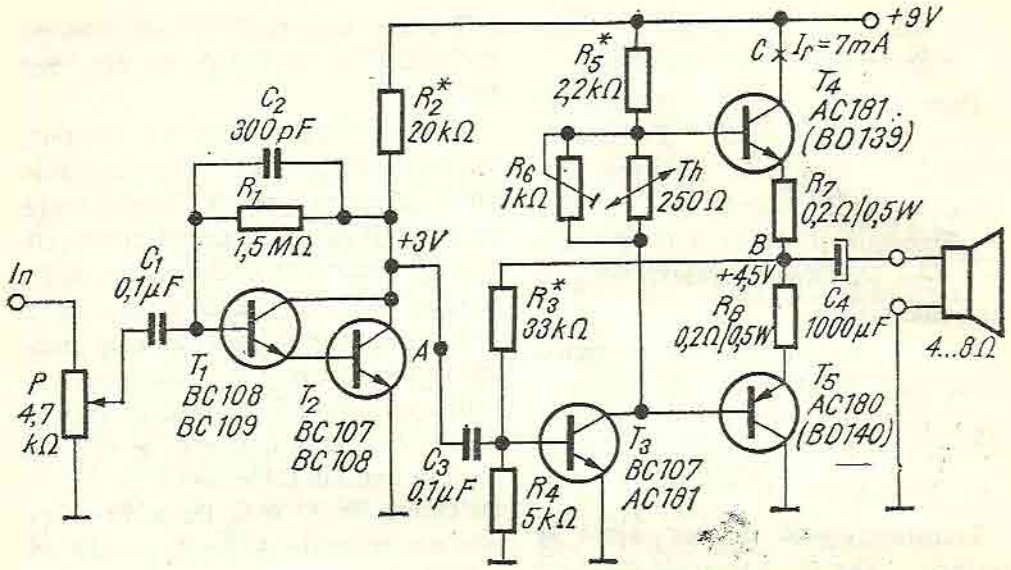
Tranzistoarele finale se montează pe radiatoare cu suprafața de 300 cm² fiecare.

Punerea în funcțiune. La început, nu se montează decît tranzistoarele finale. Acestea trebuie împerecheate astfel încît să aibă caracteristici cît mai apropiate. Cursorul rezistorului R_5 trebuie să fie în poziția de maxim a valorii. Se intercalează un ampermetru în punctul E și se micșorează valoarea rezistorului R_3, pînă ce instrumentul indică 70 mA, apoi se verifică dacă în punctul C (respectiv D) există un curent de 35 mA. Dacă diferența este mai mare de ± 3 mA, rezultă că cele două tranzistoare nu sînt împerecheate bine și se schimbă.

Următoarea etapă constă în cuplarea unui generator între punctul B și minusul sursei (tranzistorul T_2 nu este montat). Dacă semnalul generatorului are o putere de 0,2...0,3 W și frecvența de 1 kHz, trebuie ca în difuzor să se audă cu puterea de 10... ...20 W.

Se montează tranzistorul T_2. Între punctul A și minusul bateriei se cuplează generatorul (potențiometrul R_2 nu este montat). Puterea semnalului dat de generator va fi de 30...50 mW (U_{vv} = 0,2...0,4 V). În difuzor semnalul se va auzi amplificat la puterea maximă. Dacă este distorsionat, se reglează valoarea rezistorului R_3 pînă la obținerea unor distorsiuni minime.

După montarea tranzistorului T_1 și a potențiometrului R_2, la intrare se aplică un semnal cu amplitudinea de 20...40 mV. Prin rotirea completă a cursorului potențiometrului, puterea în difuzor se modifică de la 0 la maxim.



VI.31. Amplificator de 1,5 W cu etaj final în clasă B și simetrie complementară.

Dacă semnalul este distorsionat, se reglează valoarea rezistorului R_1, pînă la obținerea unor distorsiuni minime.

Amplificator de 1,5 W cu etaj final în clasă B și simetrie complementară

Amplificatorul prezentat în fig. VI.31 se poate utiliza pentru amplificarea semnalului provenit de la etajul de detecție al unui receptor, de la o doză de chitară, de la un microfon etc.

Sensibilitatea este de ordinul a 2... ...5 mV, iar distorsiunile sub 2%. Bineînțeles, aceste performanțe se obțin dacă piesele folosite sînt de bună calitate, iar reglajul se face cu atenție.

Preamplificatorul folosește o doză tranzistoare, în montaj darlington (T_1, T_2), care dau posibilitatea obținerii sensibilității menționate. Cu ajutorul potențiometrului P se reglează volumul. Capacitorul C_1 realizează separarea galvanică, lăsînd să treacă semnalul audio. Pe acest etaj s-a prevăzut o reacție negativă locală de tip paralel-paralel (grupul R_1—C_2). Rezistorul R_1 polarizează tranzistorul T_1, prin intermediul căruia este polarizat și T_2. Capacitorul C_2 taie frecvențele peste 15 kHz și evită intrarea amplificatorului în autooscilație, datorită cuplajelor parazite și a sensibilității foarte mari.

Rezistorul R_2, în paralel cu impedanța de intrare în etajul următor (T_3), formează sarcina etajului preamplificator. Tranzistorul prefinal T_3 amplifică în putere și furnizează semnalul necesar atacului etajului final. Polarizarea tranzistorului se realizează prin divizorul R_3—R_4. Sarcina este formată din rezistoarele R_5, R_6, termistorul Th legat în paralel cu rezistența de intrare în tranzistoarele finale. Etajul final este realizat cu două tranzistoare complementare (AC 180—AC 181 sau BD 135—BD 137) și ieșirea pe capacitor. Alternanța pozitivă este amplificată de tranzistorul

T_4, iar cea negativă de tranzistorul T_5.

Detalii constructive. Amplificatorul se realizează pe o plăcuță cu cose sau pe un circuit imprimat. Legăturile la potențiometrul P vor fi cît mai scurte și cu fir ecranat. Tranzistoarele finale se montează pe un radiator plan din aluminiu (70 × 40 × 3 mm).

Pe radiator se montează și termistorul Th, cu rol de protecție a tranzistoarelor finale (în momentul încălzirii tranzistoarelor, termistorul se încălzește micșorîndu-și rezistența. Tensiunea la bornele lui va fi mai mică, iar tranzistoarele tind să se blocheze, micșorîndu-și curentul pe colector, (pînă cînd se răcesc.)

Punerea în funcțiune. Se montează mai întîi tranzistoarele T_3, T_4, T_5, cu piesele aferente. În punctul C se intercalează un miliampermetru. Se alimentează montajul și se reglează R_6 pînă ce instrumentul indică 3 mA. Cu un voltmetru se măsoară tensiunea față de masă în punctul B (valoarea trebuie să fie 4,5 V). În caz contrar, se modifică valoarea rezistorului R_3, pînă la obținerea rezultatului dorit. După această operație se revine, reglîndu-se valoarea rezistorului R_6, pînă ce curentul în punctul C devine 7 mA. Cu aceasta, stabilirea punctului static de funcționare este terminată. Urmează testarea dinamică.

Cu ajutorul unui generator, se aplică între punctul A și masă un semnal de 50 mV și frecvența de 1 kHz. Dacă s-a efectuat reglajul menționat mai sus, în difuzor trebuie să se audă semnalul amplificat și nedistorsionat.

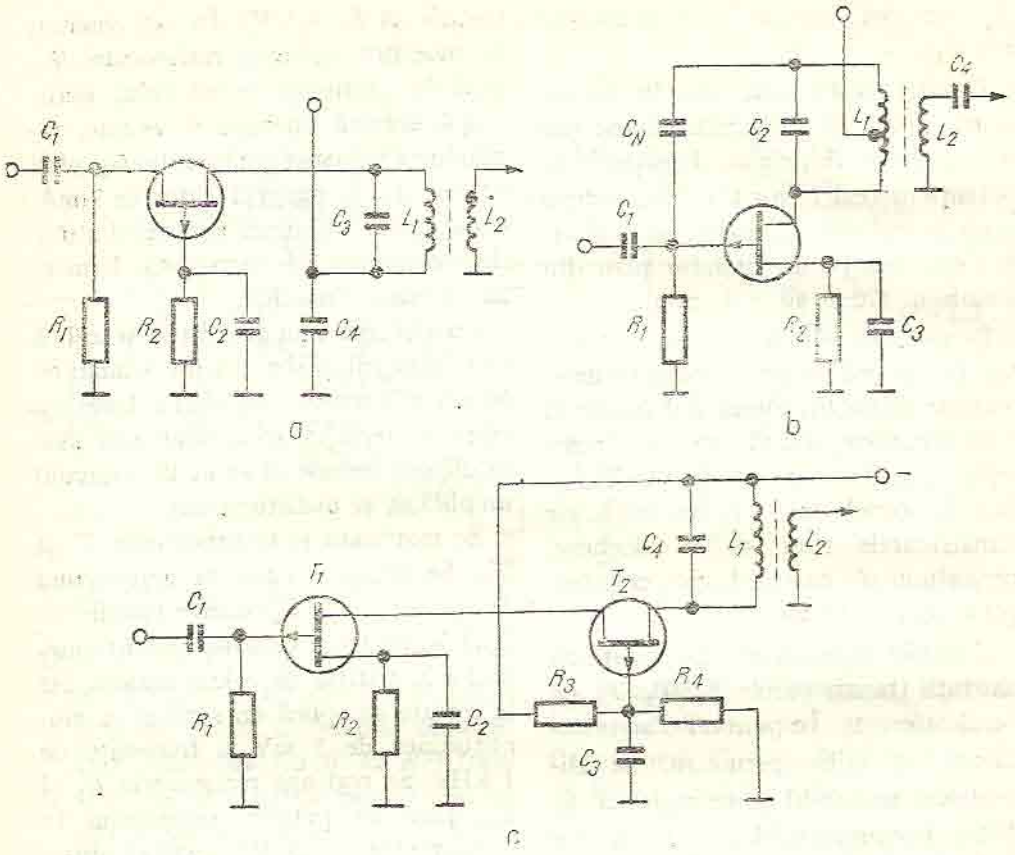
Se montează și tranzistoarele T_1 și T_2. Se reglează valoarea rezistorului R_2, pînă ce $U_{CE}(T_2)$ atinge valoare de 2...3 V. Se trece cursorul potențiometrului în poziția de volum maxim, iar la intrare se aplică un semnal cu amplitudinea de 5 mV și frecvența de 1 kHz. Se reglează rezistoarele R_5 și R_3, pînă ce puterea semnalului în difuzor atinge 1,5 W, menținîndu-se valoarea de repaus a tensiunii în punctul B.

VI.10. AMPLIFICATOARE CU TEC ȘI MOS TEC

Tranzistoarele cu efect de cîmp prezintă o serie de avantaje față de tranzistoarele cu joncțiuni. Impedanța mare la intrare, zgomotul propriu redus și amplificarea mare la frecvențe ridicate sînt cîteva din avantajele folosirii TEC în amplificatoarele de RF.

În fig. VI.32 sînt date trei scheme reprezentative de amplificatoare RF cu TEC.

Fig. VI.32 a reprezintă un amplificator în montaj poartă comună. Capacitorul C_1 realizează separarea galvanică și cuplajul cu antena. Rezistorul R_1 are rolul de a stabiliza punctul static de funcționare al tranzistorului. Rezistorul R_2 polarizează poarta, iar capacitorul C_2 o cuplează la masă, din punct de vedere al înaltei frecvențe. Sarcina tranzistorului o constituie circuitul acordat L_1C_3. Cuplajul cu



VI.32. Amplificatoare cu TEC și MOS TEC.
a. În montaj poartă comună. b. În montaj sursă comună. c. În montaj cascod.

etajul următor se face prin bobina L_2. Impedanța mică de intrare ajută la adaptarea antenei. Amplificarea este foarte mare, deoarece impedanța de ieșire a tranzistorului (de ordinul sutelor de kΩ) nu șuntează circuitul acordat.

Acest montaj funcționează foarte bine în orice bandă de frecvență (de la UL la UUS).

Amplificatorul din fig. VI.32 b folosește un TEC în montaj sursă comună. Fiind neutrodinat, poate fi folosit în gama US și UUS. Impedanța de intrare poate fi de ordinul megohmilor și este dată, în principal, de rezistorul R_1. Semnalul de neutrodinare se ia prin intermediul capacitorului C_N, de pe circuitul L_1C_2. Amplificarea în putere este mai mare decît a montajului precedent.

În fig. VI.32c este prezentat un amplificator cascod cu două tranzistoare TEC.

Amplificarea mare pînă la frecvențe apropiate de f_T, zgomotul de fond mic, îl face util în construcția receptoarelor de trafic cu sensibilitate mare. Capacitorul C_1 realizează cuplajul cu antena sau cu un eventual circuit

acordat. R_1 polarizează tranzistorul T_1, R_2 stabilizează punctul static de funcționare al montajului, iar C_2 decuplează rezistorul R_2. Tranzistorul T_2 lucrează în montaj poartă comună, avînd ca sarcină circuitul acordat L_1C_4.

Montaje practice cu TEC și MOS TEC

Pentru mărirea sensibilității unui receptor (pentru benzile de radioamatori), se recomandă construirea amplificatorului din fig. VI.33. Antena se cuplează prin intermediul capacitorului C_1. Tranzistorul amplifică în montaj sursă comună. Capacitorul variabil (C_3), de 25 pF, poate fi o secțiune a unui capacitor utilizat în blocul UUS al receptoarelor „Mamaia", „Neptun", „Gloria", etc. Comutatorul de benzi se recomandă a fi cu calit.

Datele bobinelor: $L_1 = 70...90$ μH, $L_2 = 16...26$ μH, $L_3 = 5...8$ μH, $L_4 = 1,5...2,5$ μH, $L_5 = 0,5...1,2$ μH.

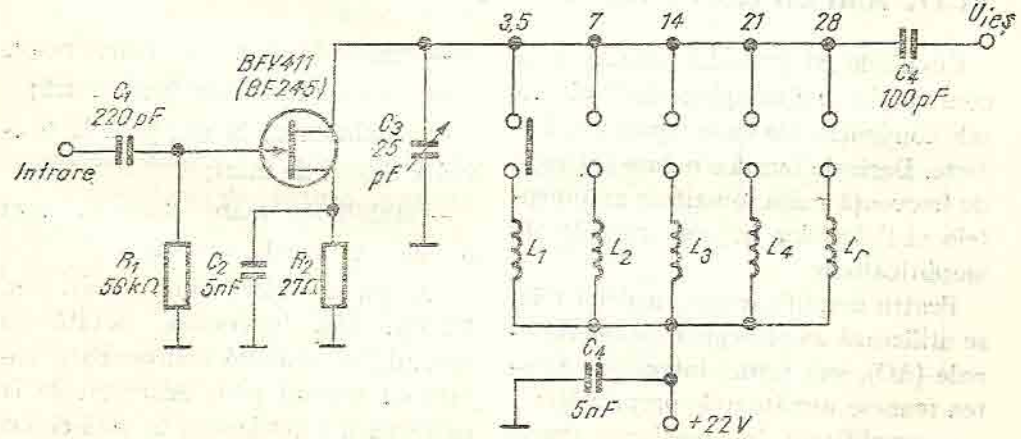
Legătura la mixer sau la borna de antenă a radioreceptorului se face printr-o bucată de cablu coaxial.

Un amplificator cu performanțe foarte bune în gama UUS este dat în fig. VI.34a. Constă dintr-un montaj cascod, care utilizează două tranzistoare TEC de fabricație IPRS (BFW 11 sau BF 245). Stabilirea regimului de lucru se face cu potențiometrul semireglabil R_3.

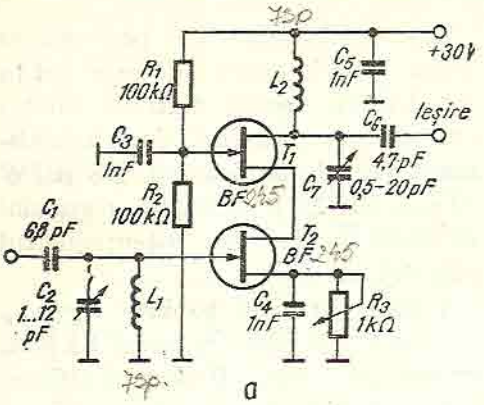
Pentru 144 MHz, bobinele L_1 și L_2 au cîte 5 spire din Cu Ag ⌀ 1,2 mm, cu pas de 1 mm. Diametrul bobinei este de 8 mm.

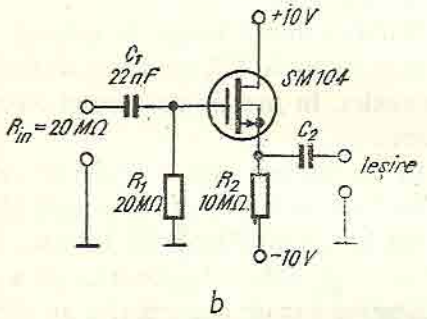
Amplificatorul poate fi utilizat și pentru recepția TV, modificînd datele bobinelor, în funcție de canalul recepționat.

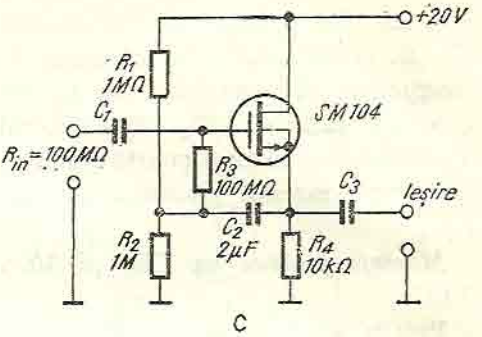
În audiofrecvență, tranzistoarele MOS TEC sînt utilizate mai mult din cauza impedanței mari de intrare. Se folosesc, de obicei, în construcția amplificatoarelor de măsură și a amplificatoarelor audio. În fig. VI.34b, c sînt date două scheme cu impedanțe mari de intrare. Prin schema din fig. VI.34b se realizează o rezistență de intrare de 20 MΩ. Acest etaj se folosește pentru adaptarea dozelor (microfoa-



VI.33. Amplificator cu TEC pentru mărirea sensibilității radioreceptoarelor.







VI.34. Amplificatoare cu TEC.

nelor) cu cristal și ca etaj de intrare în amplificatoarele de măsură a semnalelor de ordinul microvolților.

Un alt preamplificator este prezentat în fig. VI.34c. Rezistența mare de intrare (100 MΩ) este obținută datorită folosirii unei conexiuni „bootstrap". Capacitorul de intrare C_1 separă galvanic surse de semnal de amplificator. Polarizarea se realizează cu divizorul rezistiv R_1—R_2. Tensiunea de polarizare se transmite la poarta tranzistorului MOS TEC prin rezistorul R_3. Conexiunea bootstrap se realizează prin capacitorul C_2. Impedanța de ieșire, fiind de ordinul sutelor de ohmi, face din montajul prezentat un excelent transformator de impedanță.

VI.11. AMPLIFICATOARE AF CU CIRCUITE INTEGRATE

Circuitele integrate liniare sînt, prin construcție, mai complexe decît circuitele convenționale cu componente discrete. Derivele termice reduse și banda de frecvență mare constituie argumentele utilizării lor în construcțiile de amplificatoare.

Pentru amplificarea semnalelor mici se utilizează amplificatoarele operaționale (AO), sub formă integrată. Acestea reunesc următoarele proprietăți:

— amplificare în tensiune foarte mare;

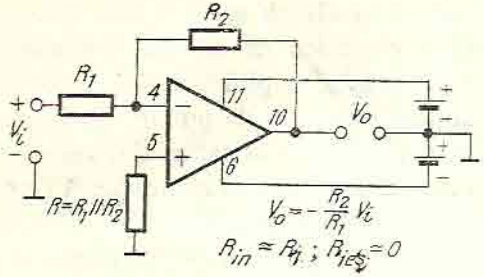
— rezistență de intrare foarte mare;

— rezistență de ieșire foarte mică;

— amplifică de la c.c. pînă la frecvențe destul de mari;

— stabilitate mare datorită unei pronunțate reacții negative.

AO au, de obicei, două intrări (fig. VI.35): una inversoare, notată cu semnul (—), cealaltă neinversoare, notată cu semnul (+). Semnalul de la ieșire va fi întotdeauna în fază cu cel aplicat la intrarea neinversoare și



VI.35. Amplificator operațional.

opus ca fază celui de la intrarea inversoare.

Alimentarea circuitelor integrate cu tensiune continuă este puțin diferită de cea a montajelor tranzistorizate. Unele tipuri necesită surse duble de tensiune, care să prezinte un pol pozitiv și unul negativ (considerați în raport cu masa).

La montajele tranzistorizate a intrat în uz curent notarea cu (+) a potențialului pozitiv al bateriei și cu (—) polul negativ. La montajele cu circuite integrate însă trebuie să notăm toate tensiunile în raport cu un punct comun de masă (fig. VI.35). Astfel, dacă pe o schemă se indică +15 V pe un terminal și —15 V pe altul, rezultă că sînt necesare două surse de alimentare de cîte 15 V fiecare, una avînd minusul, cealaltă plusul, conectate la masă.

În afara terminalelor (pinilor) corespunzătoare alimentării intrărilor și ieșirii, multe tipuri de circuite integrate prezintă și alte terminale (picioruțe), destinate unor scopuri diverse (corectarea răspunsului, în funcție de frecvență sau pentru reglarea derivei de zero și temperatură). Deriva de zero reprezintă abaterea de tensiune la ieșire față de 0 V, cînd intrările se conectează la același potențial (de ex. la masă.)

Modul de încapsulare a circuitelor integrate este de două feluri:

— cu terminale dispuse circular (8... 10 terminale);

— în formă dreptunghiulară.

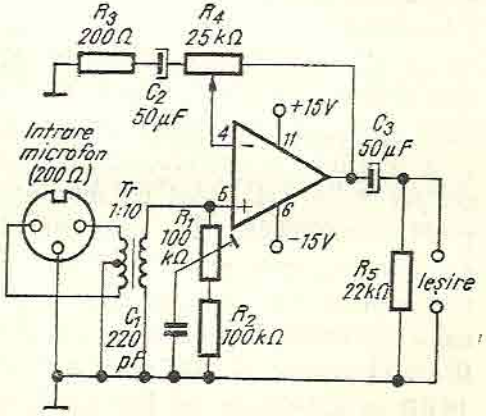
Montaje practice de amplificatoare cu circuite integrate

Fig. VI.36 reprezintă un preamplificator de microfon. Transformatorul *Tr* asigură adaptarea între impedanța de intrare a amplificatorului și cea a microfonului. Semnalul fiind introdus pe intrarea neinversoare, va apărea la ieșire amplificat, dar nedefazat.

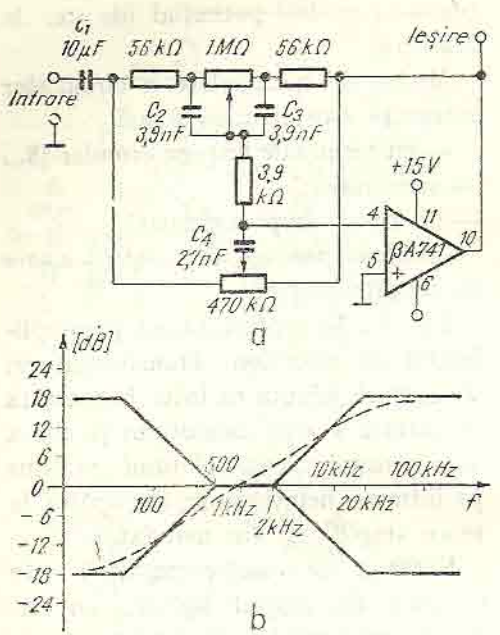
Rețeaua de reacție negativă este formată din grupul $R_3C_2R_4$. În c.c. reacția este totală, din cauza capacitorului C_2, iar în c.a este reglabilă și astfel amplificarea poate varia între 10 și 1 200.

Banda este liniară (± 1 dB) între 40 Hz și 15 kHz.

Zgomotul de fond este mai mic de 1μV. Distorsiunile sînt între 0,3...1%, în funcție de amplificare și tensiunea de



VI.36. Preamplificator de microfon cu circuit integrat (BA 736).



VI.37. Corector de tonalitate cu rețea Baxandal.

ieșire. Tensiunea de ieșire maximă în audiofrecvență este de 6...8 V.

În fig. VI.37 a este redată schema unui corector de tonalitate cu rețea Baxandall.

Semnalul trece prin capacitorul C_1 și se aplică unui filtru *RC*. Performanțele obținute cu acest circuit se dau în fig. VI.37 b. Caracteristica ideală este desenată cu linie plină. Curba reală trece la 3 dB de punctele în care linia se frînge și traversează punctul central de 1 kHz, luat ca referință pentru amplificare. În acest punct amplificarea este unitară (0 dB) și montajul restituie fidel, la ieșire, semnalul de intrare. Este necesar ca amplificatorul utilizat să aibă o rezervă de 18 dB, în ambele sensuri, fără a apărea distorsiuni, pentru un cîștig de +18 dB, sau zgomot de fond, cînd atenuează cu 18 dB (cîștig — 18 dB). Rezultă o dinamică de 36 dB. Semnalul de la ieșirea amplificatorului poate fi aplicat unui etaj de putere, de forma celor prezentate la paragraful anterior sau din cele prezentate în fig. VI.38.

Circuitul integrat TBA 790 (K) (sau CLB 790 K) este un amplificator de joasă frecvență și de putere. Datorită performanțelor sale poate fi folosit în construcțiile de fidelitate. Cu radiatorul atașat, poate disipa 2,2 W pe o sarcină de 4 Ω, la o tensiune de alimentare de +9 V, cu distorsiuni de aproximativ 10%.

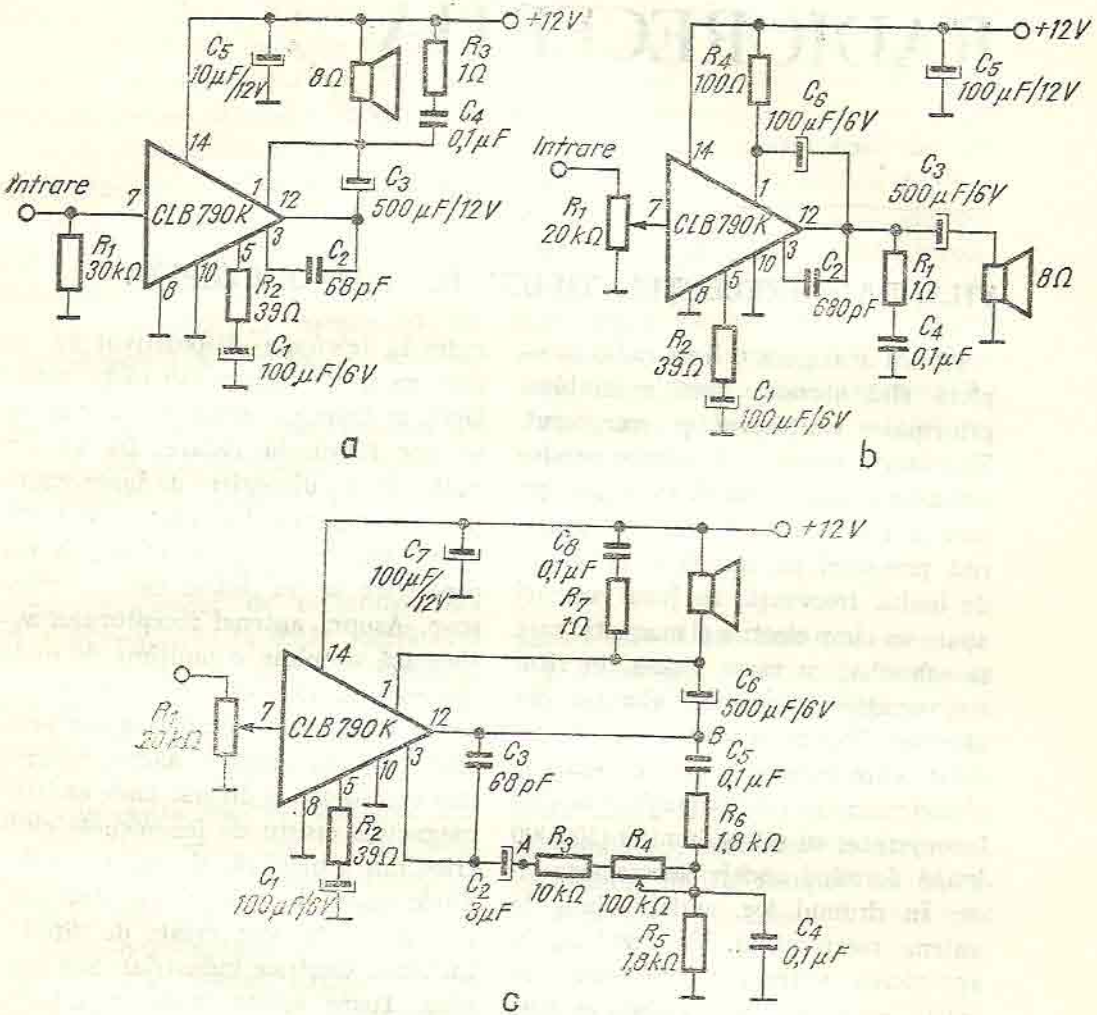
La conectarea acestui circuit se recomandă o atenție deosebită pentru evitarea unui scurtcircuit la ieșire, deoarece tranzistoarele de putere, din etajul final, nefiind protejate, se distrug foarte ușor.

În fig. VI.38.a este dată o schemă de amplificator cu TBA 790. Rezistorul de la intrare (R_1) poate avea orice valoare sub 50 kΩ (se poate înlocui cu un potențiometru). Rezistorul R_2 fixează amplificarea maximă:

$$A = 1 + \frac{7{,}7\,\text{k}\Omega}{R_2},$$

Banda amplificatorului pentru valoarea minimă a frecvenței (—3 dB) este determinată de capacitățile C_1 și C_3. Pentru limita superioară a benzii de trecere, frecvența maximă este fixată de capacitatea C_2.

În fig. VI.38 b este prezentată o schemă în care difuzorul este legat de masă, fără ca puterea disipată să se schimbe. Față de montajul prezentat anterior, intervine rezistorul R_4 și capacitorul C_6, cu rol de refacere a circuitului „boot-strap".



VI.38. Amplificatoare cu circuitul integrat CLB 790 K (TBA 790K)

Amplificatorul din fig. VI.38 c are sarcina (difuzorul) legată la tensiunea de alimentare. Prin grupul *RC*, introdus între punctele *A*, *B* și masă, se obține o corecție fiziologică a curbei de răspuns (se atenuează frecvențele din mijlocul benzii de trecere a amplificatorului față de valorile extreme).

(Andrian Nicolae)

Capitolul VII

RADIORECEPȚIA

VII.1. RADIORECEPȚIA. TIPURI DE RADIORECEPȚIE

Pentru a asigura o linie radio completă, sînt necesare două ansambluri principale: emițătorul și receptorul. Emițătorul trebuie să asigure producerea unui c.a. de înaltă frecvență, pe care să-l transmită în antenă. Datorită prezenței în antenă a unui c.a. de înaltă frecvență, în jurul antenei apare un cîmp electric și magnetic care se schimbă, cu mare viteză, în ritm cu variațiile curentului electric din antenă. Cîmpul electric și magnetic creat, care este, de fapt, o oscilație electromagnetică, se propagă în mediul înconjurător cu viteza luminii (300 000 km/s), formînd undele electromagnetice. În drumul lor, undele ajung la antena receptorului. Ca rezultat, în apropierea antenei receptorului, va exista, de asemenea, un cîmp electric și magnetic, identic cu cel de la antena emițătorului, dar de zeci și sute de milioane ori mai slab, în funcție de distanța între cele două antene. Acest cîmp va induce în antena receptorului un c.a. de înaltă frecvență.

Sarcina receptorului constă în faptul de a folosi acest c.a. de înaltă frecvență și de a reda, cu ajutorul unui dispozitiv, semnalele transmise de la emițător. În cazul emisiunilor de radiodifuziune sau a oricăror alte emisiuni radio în telefonie, dispozitivul de redare va fi un difuzor sau căști radio. Dacă se transmit semnale telegrafice, se vor folosi, la redare, fie căștile radio, fie un dispozitiv de înregistrare pe hîrtie a semnalelor telegrafice. Dacă este o emisiune de televiziune, la reproducere se va folosi un tub cinescop. Asupra antenei receptorului acționează simultan o mulțime de unde electromagnetice, de la diverse emițătoare radio care funcționează concomitent. În afara acestora, asupra antenei mai acționează și diverse unde electromagnetice create de fenomenele electrice din atmosferă, de ex. fulgerele; altele sosesc de la Soare sau stele sau, pur și simplu, sînt create de diferite instalații electrice industriale sau casnice. Toate aceste unde au diferite frecvențe și diverse intensități. Pentru ca din această mulțime de semnale radio să se poată separa numai semnalul dorit, receptorul trebuie să aibă acel indicator de calitate denumit „selectivitate", adică să poată selecta semnalele radio ale unui singur emițător din multitudinea de semnale care sosesc la intrarea sa, din antenă.

Semnalele de la diverse emițătoare ajung la o antenă receptoare de la distanțe diferite sau pe căi diferite,

Ceea ce deosebește două semnale diferite într-un punct oarecare este frecvența oscilațiilor emițătoare. Deci receptorul trebuie să aibă o selectivitate a frecvenței emițătoarelor. În mod ideal, receptorul trebuie să reacționeze numai la frecvența unui singur emițător. De ex., dacă emițătorul funcționează pe frecvența de 1 000 000 Hz (1 MHz), receptorul trebuie să fie sensibil numai la semnalele cu această frecvență și complet nesensibil la semnalele cu frecvență de 1 000 001 Hz sau 999 999 Hz. În realitate, o asemenea „selectivitate ideală" nu se poate obține și, de fapt, nici nu ar fi de folos. Cum s-a arătat în cap. V, în cazul emisiunilor de radiodifuziune, cînd se transmite în fonie, emițătorul va emite un întreg spectru de frecvențe. Un receptor cu o „selectivitate ideală" (cum a fost descris mai sus) nu ar putea reproduce un program radiofonic, din cauza selectivității prea „înguste". De aceea, receptoarele radio trebuie să aibă o asemenea selectivitate încît să recepționeze semnalele transmise într-o anumită porțiune de bandă de frecvențe; această bandă de frecvențe poartă denumirea de „banda de trecere", sau, pur și simplu, „selectivitatea" unui receptor, și se exprimă în Hz. În cazul receptoarelor de radiodifiziune, banda de trecere trebuie să fie de 9 kHz, deoarece ecartul de frecvență între două emițătoare este de 9 kHz.

Oscilațiile electromagnetice pot alterna de la cîteva oscilații pe secundă (sau cîțiva Hz) pînă la milioane și sute de milioane de Hz, și chiar mult mai mult. Timpul în care se produce o oscilație completă se numește perioadă și se notează cu T.

Numărul de oscilații complete, efectuate în unitatea de timp, în cazul nostru o secundă, poartă denumirea de frecvență și se înseamnă cu f. Cum aminteam mai înainte, undele electromagnetice se propagă în spațiul înconjurător cu viteza luminii care este de aproximativ de 300 000 km/s. *Lungime de undă* se numește distanța parcursă de o undă electromagnetică în timpul unei perioade și se notează cu λ (lambda).

Relația dintre aceste mărimi este următoarea:

$$\lambda = cT \text{ sau } \lambda = \frac{c}{f} [\text{m}],$$

unde c este viteza luminii.

Din întregul spectru de frecvențe posibile, radiodifuziunea folosește porțiunile de bandă cuprinse între 150 kHz și 30 MHz, adică așa-numitele unde lungi, medii și scurte. Pentru emisiunile cu modulație în frecvență se folosesc undele metrice. La noi în țară se folosește banda de frecvență de 64...73 MHz.

MARCONI, Guglielmo (n. 25 apr. 1874, Bologna — m. 20 iul. 1937, Roma), fizician italian.

Studiile particulare sînt completate la Universitatea din Bologna, unde audiază cursurile profesorului Augusto Righi, devenind, sub influența acestuia — fervent propagator al teoriei lui Maxwell —, bun cunoscător al experiențelor lui Hertz. Este preocupat în continuare numai de studiul undelor electromagnetice. În 1894, într-un laborator instalat acasă, a început să repete experiențele lui Hertz. La începutul anului următor, utilizînd și alte dispozitive care apăruseră între timp (coherorul lui Branly, alte variante

constructive pentru eclatoare) obține rezultate mult mai bune decît contemporanii săi. Adaugă emițătorului o priză de pămînt, își ridică antena (realizată deja de A. S. Popov) mult deasupra nivelului solului și montează în primarul bobinei emițătorului un manipulator telegrafic. Are ideea de a înzestra și receptorul cu ansamblul priză de pămînt-antenă. În decembrie 1895, obține, după multe încercări și modificări ale parametrilor instalației, primele transmisii telegrafice fără fir ale literei S. În aceeași iarnă a perfecționat tubul cu pilitură (a modificat diametrul tubului, distanța dintre electrozi, forma acestora, a înlocuit pilitura de fier cu un amestec de pilitură de nichel și argint). În aceeași perioadă oferă invenția Ministerului Poștelor și Telegrafiei. Refuzul îl determină să plece în Anglia (febr. 1896), unde, la 2 iunie 1896, solicită și primește patentul nr. 12 039 pentru un dispozitiv de telegrafie fără fir. Sir William Preece, care studia aceleași probleme, conducătorul Departamentului Poștelor, îi oferă laboratorul său. Marconi pune la punct aparatura și, în 1897, semnalizează, pe vreme nefavorabilă, la distanță de 13 km; mărește distanța în perioada următoare, iar în 1898 (3 iun.) inaugurează primul serviciu radiotelegrafic din lume, pe distanța de 23 km. La 27 martie 1899 transmite prima „marconigramă" peste Canalul Mînecii: „Marconi trimite domnului Branly respectuoasele sale complimente peste Marea Mînecii, prin telegrafie fără fir. Acest frumos rezultat se datorează, în parte, remarcabilelor lucrări ale domnului Branly". În apr. 1900 obține un brevet pentru „Telegrafia sintonică multiplă, folosind o singură antenă". La 12 decembrie 1902 reușește să realizeze prima transmisie radiotelegrafică peste Oceanul Atlantic. A inventat și construit un detector magnetic. În 1905 a brevetat antena în sfert de undă (antena Marconi). În perioada primului război experimentează utilizarea undelor scurte pentru transmisii radiotelegrafice. În 1924 (30 mai), utilizînd unda de 92 m, realizează legătura radio telegrafică între Anglia și Australia, la o distanță de peste 20 000 km. A deschis cîmp larg cercetărilor în domeniul microundelor. A realizat, în 1930, una dintre primele experiențe de telecomandă (a aprins lumina electrică în expoziția din Sidney — Australia printr-un semnal emis din Genova).

A fost distins cu numeroase ordine și medalii, și ales membru onorific al mai multor foruri științifice. În 1909 i s-a decernat Premiul Nobel pentru fizică.

A doua zi după moartea sa, posturile de radio din întreaga lume au păstrat, semn de suprem omagiu, un minut de tăcere, manifestare unică în istoria radiocomunicațiilor. Într-un articol publicat în 1898, electrotehnicianul german A. Slaby scria:

„Marconi a realizat într-adevăr o invenție. El a folosit metode noi de lucru, necunoscute de cineva. Așa se explică taina reușitei sale. Unele ziare engleze au contestat originalitatea metodei Marconi pornind de la faptul că radiația în spațiu a undelor hertziene și detectorul cu pilitură erau de mult cunoscute. Este drept. Toate acestea mi-au fost cunoscute și mie și, totuși, nu am reușit, niciodată, să depășesc o sută de metri. Marconi a inventat o așezare mai rațională a aparatelor și, cu mijloace simple, a obținut rezultate sigure. A mai arătat că o asemenea telegrafie la distanțe mari nu este posibilă fără o legare convenabilă a emițătorului și a receptorului cu pămîntul de o parte, și cu un conductor ridicat în văzduh, pe de alta. Cu acest artificiu simplu, dar eficient a sporit însutit bătaia energiei radiante".

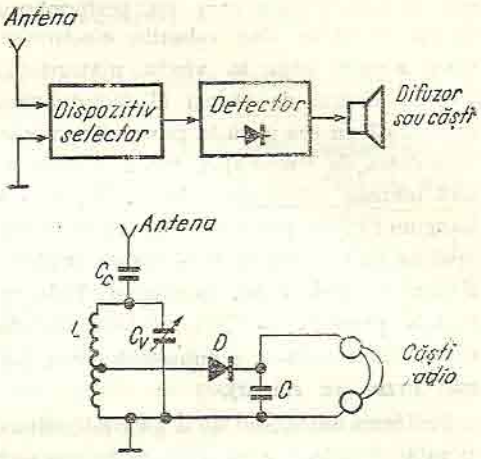
(Vasile Văcaru)

VII.2. RADIORECEPTORUL CU SIMPLĂ DETECȚIE

În cazul în care antena receptoare este relativ aproape de stația de emisie, curentul indus în antena receptorului va avea o valoare relativ mare și nu va necesita o amplificare prealabilă înainte de a fi folosit la

reproducerea semnalului de radio transmis. În acest caz, se poate realiza cel mai simplu receptor radio, denumit radioreceptorul cu simplă detecție (fig. VII.1).

Schema conține un dispozitiv selector format din bobina de inducție L și capacitorul variabil C_v. Acționînd asupra capacitorului variabil se acordează circuitul LC_v pe frecvența postului dorit. Dioda D detectează semnalul de radiofrecvență cules de pe o priză a bobinei L și, după ce undele de înaltă frecvență sînt filtrate cu ajutorul capacitorului C, semnalul obținut este aplicat pe elementul de reproducere (căști radio sau difuzor).



VII.1. Radioreceptorul cu simplă detecție.
a. Schema bloc.
b. Schema electrică.

GALENA

O denumire aproape necunoscută pentru o bună parte a tinerilor radioamatori ai epocii circuitelor integrate. Pentru radioamatorii mai vîrstnici, din deceniile '20...'50, cuvîntul are, însă, multiple și semnificative rezonanțe. Contează, poate, cele de ordin sentimental, el trezind amintirea primelor semnale „prinse" în casca radioreceptorului construit „cu mînă proprie". Amintirile îndeamnă, însă, la corelații, la stabilirea de legături cu alte evenimente legate de radiotehnică. La o posibilă întrebare: ce este galena? a tinerilor radiotehnicieni, *Micul dicționar enciclopedic* răspunde foarte sobru, concis: sulfură naturală de plumb (PbS), metalică, plumburie, cristalizată în sistemul cubic, cu clivaj perfect și greutate specifică mare. Mai trebuie, poate, să se adauge că proprietatea ei fundamentală pentru radiotehnicieni, aceea de a prezenta rezistență mare cînd este parcursă de un curent electric într-un anumit sens și rezistență mică, în sens opus, a fost descoperită de K. F. Braun în 1874, dar nu va fi utilizată decît mult mai tîrziu, după 1900.

Ce a însemnat galena pentru radiocomunicații este, însă, mai greu de stabilit. Mai greu, tocmai pentru că nu este posibil să fie trecute în revistă absolut toate realizările datorate sau avînd ca punct de plecare galena. Le vom menționa doar pe cele mai importante.

Cel mai de seamă serviciu făcut radiocomunicațiilor este, poate, acela de a fi facilitat apropierea a milioane de curioși de radiotehnică. Pînă prin anii 1955—1960, cînd au fost puse la punct tehnologiile de fabricație ale diodelor semiconductoare (determinînd lansarea pe piață a diodelor detectoare ieftine) amatorii își începeau stagiul de constructori cu realizarea unor radioreceptoare simple, cu galenă.

De la galenă au început și cercetările care au dus la... dispariția galenei dintre piesele de bază ale radioconstructorului. Proprietățile ei de detectoare au determinat savanții să-și pună problema generării și amplificării undelor cu ajutorul altor dispozitive decît tuburile electronice. În 1924, radiotehnicianul sovietic O. V. Losev construia

un asemenea dispozitiv cu performanțe destul de bune. Dar tuburile electronice erau ajunse deja la vîrsta maturității. Pentru stadiul de atunci al radiotehnicii (cînd încă nu era pusă la punct nici măcar modulația de frecvență), tuburile electronice ofereau suficiente calități. Bigrila lui Langmuir oferea posibilitatea realizării unor aparate cu alimentare de la baterii anodice. Exact în același an, olandezul Tellegen realiza pentoda — „regina lămpilor de radio" (cum avea să o numească cîțiva ani mai tîrziu un ziarist).

Problema lui Losev de a găsi înlocuitori ai tuburilor electronice avea să fie integral rezolvată abia cu trei decenii mai tîrziu, ca rod al cercetărilor legate de radiolocație. Se știe că o stație radar de putere dată este cu atît mai eficace cu cît lungimea de undă pe care lucrează este mai mică. Dar, pentru domeniul microundelor (pentru generarea cărora existau deja tuburi speciale: triode-far, clistroane, magnetroane), diodele cu vid folosite ca detectoare dădeau rezultate slabe. S-a revenit în acest mod la un dispozitiv asemănător detectorului cu galenă. În perioada de după 1945 existau însă alte posibilități. F. Seitz produsese în 1942 siliciu cu conținut de impurități de 1/1000, iar în anul următor Theuerer reușise să introducă, controlat, mici cantități de bor în siliciu. Amintim aceasta deoarece era mai complicat de obținut siliciu pur decît germaniu pur.

Cu aceste elemente în plus, cu aparate de măsură foarte bune, revenind la detectorul cu galenă ne îndreptăm spre... descoperirea primului tranzistor. Vom reface drumul parcurs de W. H. Brattain, reputatul „practician" al Laboratoarelor „Bell Tellephone". Prin simpla înlocuire a cristalului de sulfură de plumb cu un cristal de germaniu am parcurs deja o bună parte din drum.

Adăugînd faptul că J. Bardeen, nou venit în echipa de cercetători a Laboratoarelor Bell, propusese o nouă teorie a comportării electronilor și golurilor în semiconductoare (1947) și că W. Brattain făcea măsurători pentru a o verifica, mai facem cîțiva pași. Avem, prin urmare, un cristal de germaniu avînd la un capăt un contact de mare suprafață, iar la celălalt un contact punctiform, exact ca în cazul detectorului cu galenă.

În perioada respectivă, revistele de construcții radio prezentau ca o noutate scheme cu „galenă polarizată". Astfel, exista o sursă cu polaritate pozitivă pe electrodul subțire al cristalului de germaniu. O altă sursă era legată cu polul (+) la electrodul de mare suprafață și cu polul (—) la un fir de tungsten foarte subțire. Niște aparate de măsură plasate în fiecare dintre ramuri întregeau circuitul. Lui W. Brattain nu-i mai rămînea decît să exploreze, cu cel de-al doilea electrod, zona vecină primului electrod, într-o regiune foarte apropiată (0,05 ... 0,25 mm). A observat proprietăți noi. Studiul lor l-a condus la descoperirea efectului tranzistor și la realizarea primului dispozitiv semiconductor, *tranzistorul cu contacte punctiforme*. Cu acest moment, 1948, galena intră definitiv pe panta care va duce la dispariția ei, pentru că jumătate din tranzistorul cu contacte punctiforme (zona emitor-bază) reprezenta, de fapt, o veritabilă diodă semiconductoare cu proprietăți excelente pentru detecție. Dat fiind faptul că și tehnologia de fabricare este extrem de simplă (în principiu, un fir subțire de tungsten care se sprijină pe un mic monocristal de germaniu formează o microjoncțiune dacă se trece prin cele două piese un impuls de curent de valoare mare), dioda semiconductoare înlocuia complet galena, și astfel aceasta se retrăgea după un stagiu de mai mult de 50 de ani în radiotehnică, după ce îi adusese servicii incalculabile.

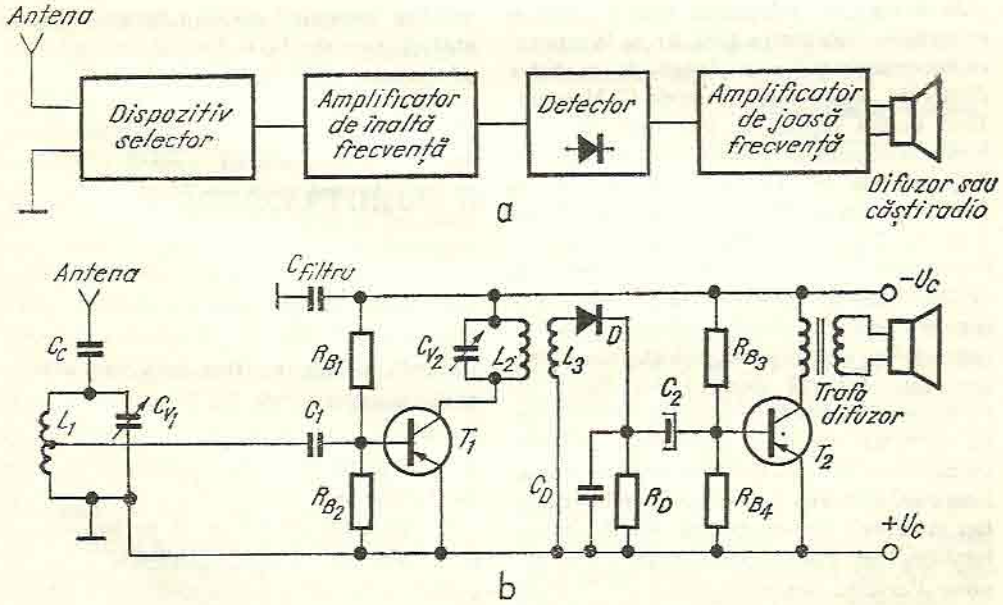
(Vasile Văcaru)

VII.3. RADIORECEPTORUL CU AMPLICARE DIRECTĂ

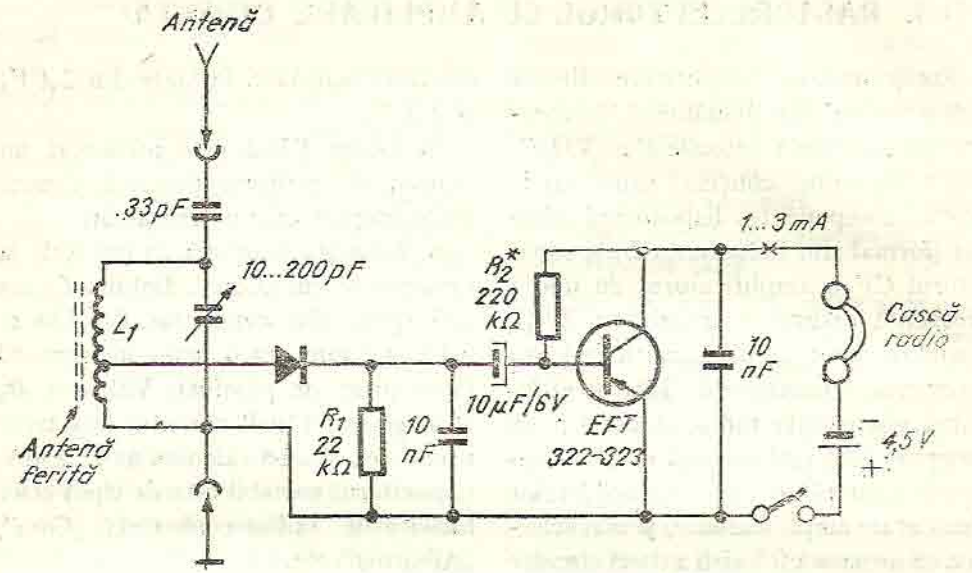
Receptorul cu amplificare directă este o variantă „îmbunătățită" a receptorului cu simplă detecție (fig. VII.2). Acest receptor conține următoarele blocuri componente: dispozitivul selector (format din inductanța L_1 și capacitorul CV_1), amplificatorul de înaltă frecvență (realizat cu tranzistorul TR_1), etajul detector, amplificatorul de joasă frecvență (tranzistorul TR_2 și difuzorul sau căștile radio. Acest tip de receptor este mai sensibil decît receptorul cu simplă detecție datorită celor două etaje amplificatoare, și mai selectiv, ca urmare a folosirii a două circuite oscilante acordate, formate din L_1CV_1 și L_2CV_2.

În figura VII.3 este prezentat un montaj de realizare practică a unui radioreceptor cu un tranzistor.

Se folosește o antenă de ferită de la radioreceptorul „Cora". Bobina L_1 are 250 spire, din conductor Cu Em ø 0,15...0,2 mm, cu o priză la spira 50 (spre priza de pămînt). Valoarea R_2 se alege astfel încît curentul care trece prin cască să aibă valoarea de 1...3 mA. Capacitorul variabil este de tipul celor folosite la radioreceptoarele „Cora", „Albatros" etc.



VII.2. Radioreceptorul cu amplificare directă.
a. Schema bloc. b. Schema electrică.



VII.3. Radioreceptor cu amplificare directă, cu un tranzistor.

COHEROR

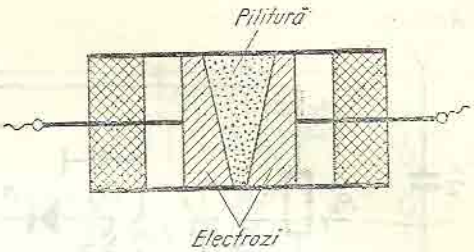
O denumire cu rezonanțe istorice pentru radiocomunicații. Evident, afirmația care se face uneori, că el a dat certificatul de „liberă trecere" telegrafiei fără fir este o exagerare. Telegrafia fără fir și începutul radiocomunicațiilor se leagă de realizări disparate, legate într-un tot de G. Marconi. Este curios faptul că nici una nu avea legătură directă cu transmiterea semnalelor. Experiențele lui Hertz căutau să dea o bază experimentală solidă teoriei lui Maxwell. G. Marconi a preluat excitatorul și rezonatorul. Edouard Branly dorea să explice cum își găsește drumul „influxul nervos" prin „încîlceala indescriptibilă" a contactelor electrice imperfecte care sînt neuronii. Această dorință l-a făcut să realizeze și să studieze contacte imperfecte cu materiale diferite. Încercările inițiale, cu mici bile de oțel de diferite dimensiuni, l-au dus, cum era și normal, la pilitura de fier introdusă într-un tub de sticlă. În noiembrie 1890 publică în „Comptes rendus" nota *Variația conductibilității sub diferite influențe electrice*. Un mare număr de determinări arată că, pentru un tub cu pilitură de fier în care erau introduși doi electrozi, conductibilitatea crește de aproape 1 000 de ori atunci cînd în apropiere se produce o scînteie provenită de la o mașină electrostatică sau de la o bobină de inducție. „Acțiunea scade atunci cînd crește distanța, dar continuă să fie ușor de observat... la cîțiva metri. Folosind puntea Wheatstone, am putut constata că această acțiune se extinde la mai mult de 20 m atunci cînd aparatul de scîntei funcționează într-o sală separată de un galvanometru prin trei încăperi mari... variația rezistenței este suprimată complet atunci cînd în placa suport a tubului se dau cîteva lovituri ușoare". Branly nu face însă nici o legătură cu experiențele lui Hertz. Abia peste doi ani, E. Forbes emite ideea că tubul cu pilitură poate fi utilizat ca detector al undelor hertziene.

În 1893 Oliver Lodge îl perfecționează și îl botează *coheror*, denumire care va intra în istoria radiocomunicațiilor odată cu experiențele lui Popov din 1894 privind detecția furtunilor (atunci apare și prima

antenă de recepție) și, mai ales, odată cu realizările lui G. Marconi din 1896.

Interesant este și faptul — dovedit de atîtea ori de istoria științelor — că nici măcar ideea tubului cu pilitură nu era nouă. Cu aproape 60 de ani înainte, în 1835, Pieter Munk of Rösenschöld (1804—1866), studiind descărcarea unei butelii de Leyda printr-un tub ce conținea particule de cositor a observat că rezistența electrică a tubului descrește brusc după fiecare descărcare pentru ca să-și reia valoarea inițială după ce a fost scuturat. Observația a rămas... neobservată și prin urmare..., fără urmări! Același lucru se va întîmpla cu brevetul fraților Varley (din 1856), în care se generaliza o proprietate: „materia conducătoare sub formă de pulbere oferă o rezistență mare unui curent de tensiune moderată, dar o rezistență redusă unui curent de tensiune ridicată".

În radiocomunicații, coherorul a intrat sub forma pe care i-a dat-o Marconi. În iarna anului 1895 i-a adus atîtea modificări încît s-ar putea spune că l-a reinventat. A folosit un tub cu diametru mai mare; a schimbat forma electrozilor (v. figura) și, în sfîrșit, a renunțat la pilitura de fier, înlocuind-o cu pulbere de nichel amestecată într-o anumită proporție cu pulbere de argint. A creat cel mai sensibil detector al



Coherorul.

epocii, ceea ce i-a permis să anunțe realizarea efectivă a telegrafiei fără fir.

N-a fost, însă, singurul. Aproape toți oamenii de știință care se ocupau cu transmiterea semnalelor au acordat coherorului atenția cuvenită. O. Lodge, A. S. Popov, Ducretet, Tissot ș.a. au construit coheroare cu performanțe bune. O. Lodge a realizat și un dispozitiv special pentru „scuturarea" tubului, ducînd la așa-numitul *autodecoheror*. Încercările de îmbunătățire au dus la apariția altor tipuri de detectoare: detectorul magnetic al lui Marconi, detectorul electrolitic al lui Ferrié ș.a. Performanțele lor erau mai bune, dar construcția și funcționarea mai complicate.

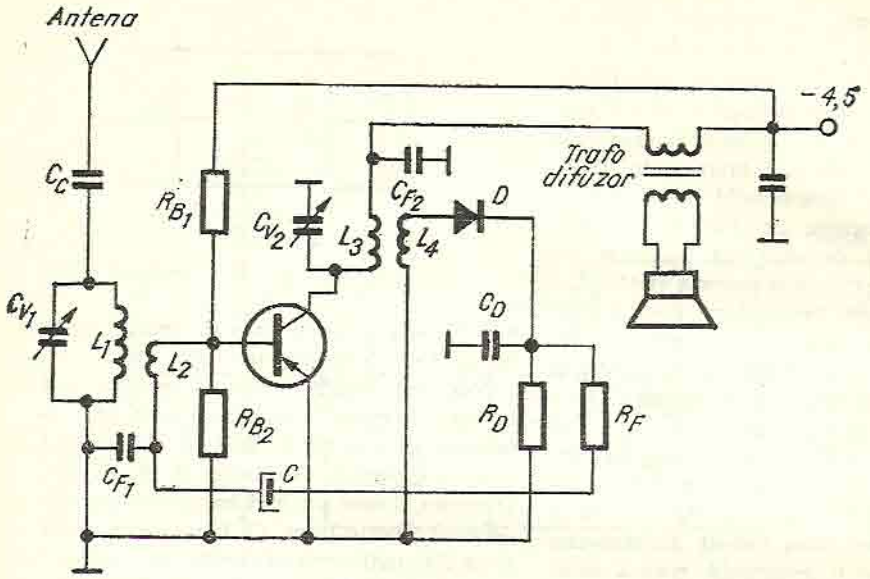
Galena și apoi trioda le-au eliminat încet-încet din circuite, dar după perioada — poate cea mai grea — de pionierat a radiocomunicațiilor.

(Vasile Văcaru)

VII.4. RADIORECEPTORUL REFLEX

Receptorul reflex se caracterizează prin faptul că un singur element amplificator îndeplinește două roluri: amplifică concomitent atît semnalele de înaltă frecvență, cît și semnalele de audio (joasă) frecvență. În acest fel se economisește un element amplificator, de exemplu un tranzistor. Schema tipică a unui asemenea montaj este prezentată în fig. VII.4.

Semnalul captat de antenă este selectat de circuitul acordat, format din L_1Cv_1. Înfășurarea L_2, cuplată cu L_1, aplică semnalul de înaltă frecvență pe baza tranzistorului. Acest semnal, după amplificare, apare la bornele circuitului acordat L_3Cv_2. Acesta este detectat de dioda D. Semnalul de audiofrecvență, obținut este din nou aplicat pe baza tranzistorului prin intermediul filtrului R_F, C_{F_1}, unde este amplificat. Semnalul de AF amplificat este „separat" de semnalul de RF cu ajutorul transformatorului de



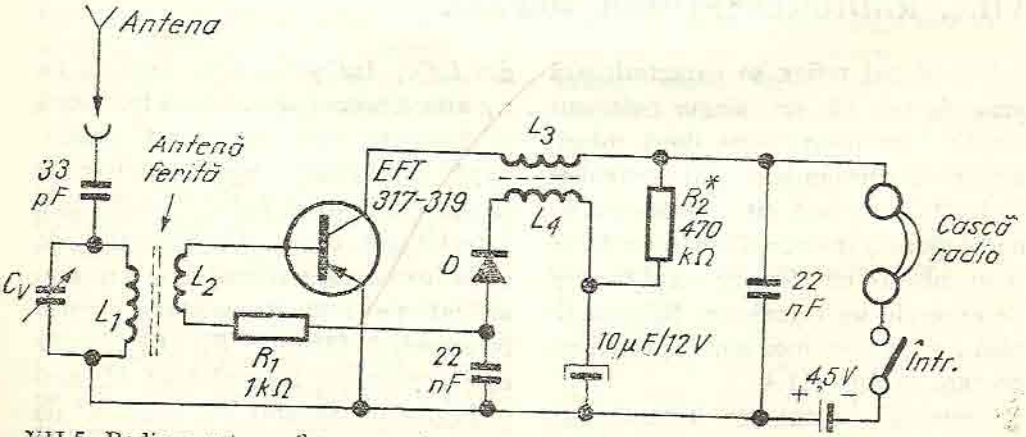
VII.4. Radioreceptor reflex cu audiție în difuzor.

difuzor și a capacitorului de filtrare C_{F_2}, care au rolul de a nu permite pătrunderea semnalelor de înaltă frecvență spre difuzor.

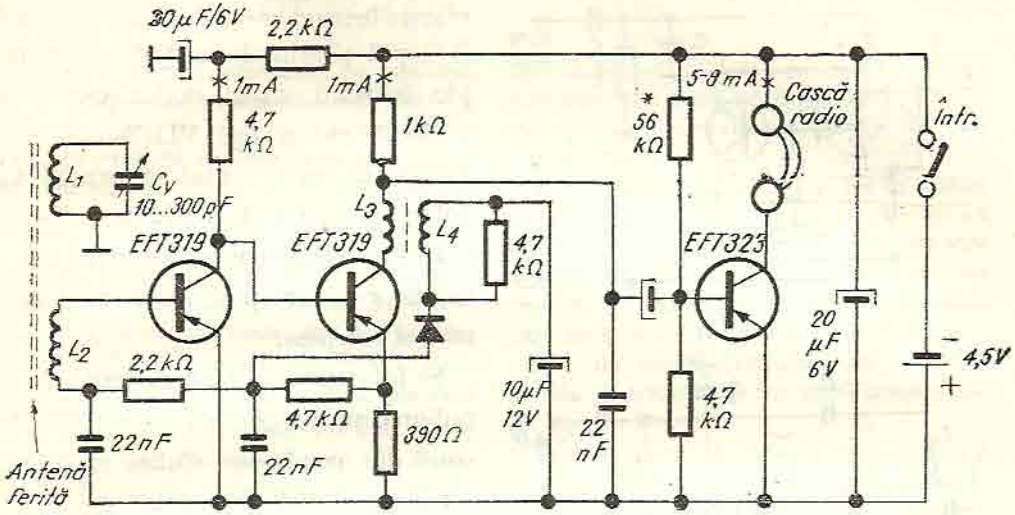
În figurile VII.5 și VII.6 sînt prezentate două montaje practice de receptoare reflexe.

La montajul din fig. VII.5 se folosește o antenă de ferită de la radioreceptorul S-631-T („Zefir"). L_1 are 250 spire, iar L_2, 25 spire din conductor CuEm ⌀ 0,15...0,2 mm. L_3 are 100 spire, iar L_4, 200 spire din conductor CuEm ⌀ 0,1 mm. L_4 se bobinează peste L_3 și împreună pe un baston de ferită de lungime 20...25 mm și diametrul de 5...10 mm.

La montajul din fig. VII.6 se folo-



VII.5. Radioreceptor reflex cu un tranzistor.



VII.6. Radioreceptor reflex cu 3 tranzistoare.

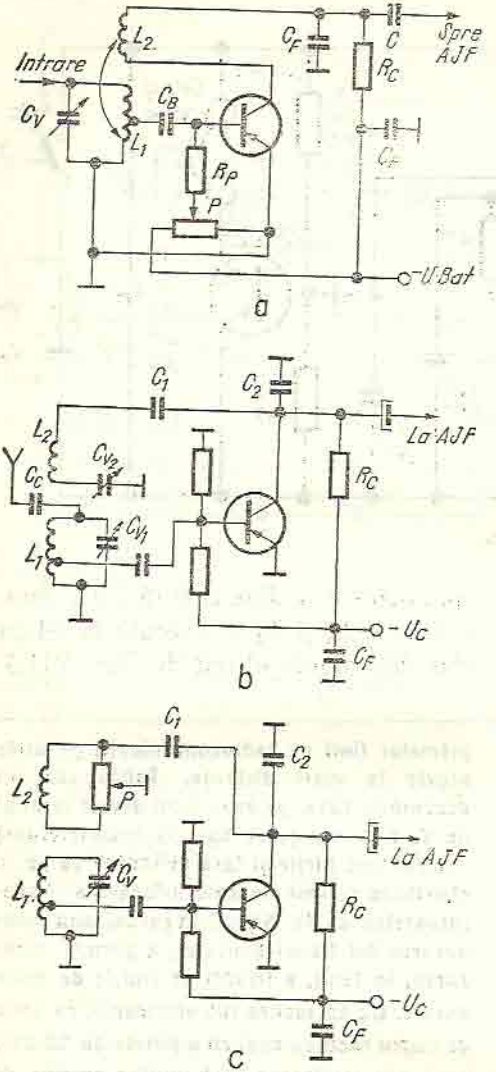
seşte acelaşi tip de antenă de ferită ca la montajul precedent. Bobina L_1 are 80 spire, iar L_2 are 4 spire din conductor Cu Em ⌀ 0,15...0,2 mm. Bobinele L_3 şi L_4 se execută la fel cu cele din montajul dat în fig. VII.5.

BONCI-BRUEVICI, Mihail Alexandrovici (n. 21 febr. 1888 — m. 7 nov. 1940), radiotehnician sovietic. După studii de inginerie încheiate la Petersburg în 1909, a lucrat la Irkutsk, în batalionul de telegrafişti. Din 1912 este numit profesor la Şcoala de ofiţeri electrotehnişti din Moscova, unde rămîne pînă în 1932, cînd devine profesor la Institutul de inginerie de telecomunicaţii din Leningrad. A proiectat şi condus lucrările de construire a postului de radioemisie de mare putere (12 kW) de la Moscova, primul de acest fel din lume. A condus lucrările de realizare a primelor antene directive pentru unde scurte şi a primelor linii de radiocomunicaţii pe unde scurte la mari distanţe. Înfiinţarea, în decembrie 1918, pe baza unui decret semnat de V. I. Lenin (care aprecia radiotelefonia „ziarul fără hîrtie şi fără distanţe" ca pe „o chestiune de însemnătate uriaşă") a Laboratoarelor de la Nijni-Novgorod, sub conducerea lui Bonci-Bruevici, a permis realizarea, în 1919, a triodei de emisie de mare putere. Un asemenea tub electronic, cu anod de cupru răcit cu apă, cu o putere de 25 kW, a permis realizarea mai multor posturi de emisie de putere.

(Vasile Văcaru)

VII.5. RADIORECEPTORUL CU REACŢIE

Pentru a mări sensibilitatea şi selectivitatea receptoarelor cu amplificare directă, se realizează o reacţie pozitivă între circuitul de intrare şi circuitul de colector. Mărimea reacţiei trebuie să fie apropiată de cea critică, astfel încît montajul să nu intre în regim de autooscilaţie. Valoarea reacţiei poate fi variată pe două căi; fie prin reglarea gradului de cuplare mutuală între



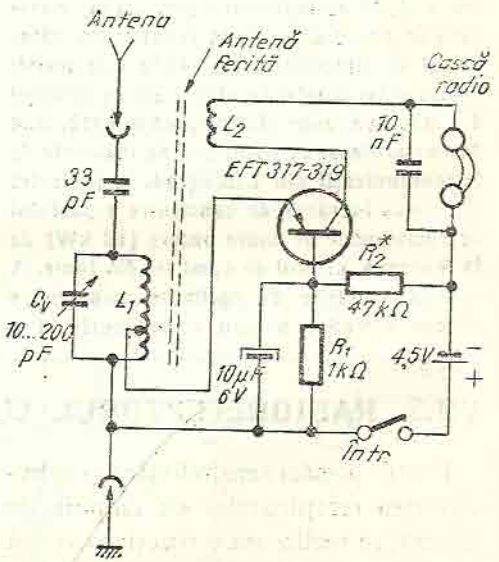
VII.7. Radioreceptorul cu reacție prin cuplarea bobinelor (a), prin capacitor (b), prin potențiometru (c).

bobinele L_1 și L_2, fie printr-un potențiometru, conectat în circuitul bazei (fig. VII.7a).

În final se obține o creștere substanțială atît a amplificării montajului, cît și a selectivității. Reglarea gradului de reacție într-un asemenea montaj poate fi făcută și prin alte metode, de exemplu folosind un al doilea capacitor variabil, ca în fig. VII.7b sau un potențiometru conectat în paralel cu bobina L_2, ca în fig. VII.7c.

În fig. VII.8 este prezentat un montaj de realizare practică a unui asemenea receptor.

Se folosește o antenă de ferită de la radioreceptorul „Cora". L_1 are 80 de spire din conductor CuEm ⌀ ,0,15... ...0,2 mm, spiră lîngă spiră. Se face o priză la spira a cincea (aproape de priza de pămînt). L_2 are 1...5 spire, cu același conductor; numărul de spire se alege experimental. Cele două bobine, L_1 și L_2, se bobinează pe carcase separate, distanța dintre ele pe bara de ferită fiind 30...40 mm.



VII.8. Radioreceptor cu reacție, cu un tranzistor.

CINE A DESCOPERIT REACȚIA?

Este una dintre întrebările cu cele mai multe răspunsuri, toate corecte dintr-un anumit punct de vedere. Fiecare dintre savanții citați (și aproape în toate lucrările în care este abordată — chiar tangențial — problema reacției se găsesc nume diferite), are contribuții majore la descoperirea reacției. Foarte des, mai ales în literatura germană, apare numele lui A. Meissner. Urmează, în ordine, americanii E. H. Armstrong, I. Langmuir și L. de Forest. Uneori, în lucrările englezești nu este pomenit decît H. I. Round (Anglia). Mai sînt amintiți, destul de des, americanul E. Reiss, englezul Ch. S. Franklin și francezul L. Levy. Care dintre ei a fost, totuși, primul? Cum era și normal, o descoperire cu atît de mulți descoperitori a dat naștere și unui proces — încheiat după aproape 20 de ani de dezbateri. De la primele ședințe au fost reținute patru nume: A. Meissner, E. H. Armstrong, I. Langmuir și L. de Forest. Continuat cu dezbateri aprinse, cu argumente și contraargumente, Curtea Supremă de Justiție a S.U.A. a decis, în final, că primul care a avut ideea și i-a dat o rezolvare corectă prin construirea unui oscilator cu triodă a fost Lee de Forest, în 1912. Patentul lui A. Meissner descria tot un oscilator cu triodă, cu performanțe mai bune (datorită factorului de calitate al circuitului oscilant), dar era obținut în 1913.

E. H. Armstrong realizase, tot în același an, 1913 (cu cîteva luni mai tîrziu) un receptor cu amplificare mai mare, mai sensibil și mai selectiv, datorită unei bucle de reacție. În sfîrșit, I. Langmuir, savantul care încă de la început a dat electronicii statut de știință, realizase un oscilator simplu cu triodă, dar tot după construcția lui Lee de Forest.

Prioritatea lui Lee de Forest, stabilită printr-o sentință judecătorească poate fi contestată de unii istorici ai electronicii. Trebuie reținut faptul că sentința a fost dată, fără divergențe, de judecători ce au trăit în miezul evenimentelor pe care le-au judecat, avînd ca martori specialiștii beneficiari direcți ai invențiilor, capabili să măsoare direct avantajele și gradul de noutate al fiecăreia dintre realizări. Să precizăm însă că nu era vorba de reacția negativă, una dintre descoperirile cele mai de seamă din istoria tehnicii, datorată lucrărilor din 1927 ale lui Harold S. Black. Trecerea de la amplificatoare la oscilatoare s-a făcut utilizînd reacția pozitivă.

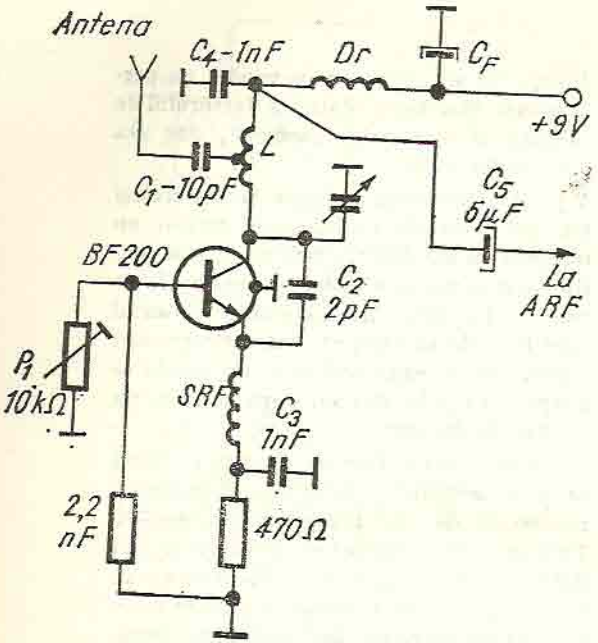
(Vasile Văcaru)

VII.6. RADIORECEPTORUL CU SUPERREACȚIE

Receptorul cu superreacție se deosebește de cel cu reacție prin faptul că gradul de reacție este mai mare decît cel critic. Oscilațiile de înaltă frecvență care apar sînt întrerupte periodic cu ajutorul altor oscilații, cu o frecvență mult mai mică. Amplificarea unui receptor cu superreacție poate atinge valori foarte mari (mai ales pentru semnalele mici), de ordinul sutelor de mii.

De regulă, receptoarele cu superreacție se folosesc în domeniul undelor ultrascurte. Un exemplu de receptor cu superreacție este ilustrat în fig. VII.9.

Acționînd asupra potențiometrului P_1 se reglează regimul de lucru al tranzistorului BF 200, astfel încît aces-



VII.9. Radioreceptor cu superreacție.

ta, să genereze în afara oscilațiilor de înaltă frecvență (a căror frecvență se reglează cu ajutorul capacitorului variabil *Cv*), și unui al doilea semnal cu o frecvență mult mai mică, de ordinul a 40...100 kHz, a cărei valoare este determinată de capacitorul C_4 și șocul *Dr*. Aceste semnale de frecvență mică întrerup oscilațiile de înaltă frecvență în ritmul de repetare a primelor. Specific acestor receptoare este prezența unui „fîșîit" continuu (în lipsa unui semnal din afară). În momentul apariției unui semnal exterior, a cărui frecvență corespunde cu frecvența de acord a circuitului *LCv*, fîșîitul dispare, rămînînd numai semnalul detectat.

(George Pintilie)

RADIORECEPTORUL SUPERHETERODINĂ

VIII.1. CE ESTE SUPERHETERODINA?

Radioreceptorul superheterodină, ca de altfel orice realizare tehnică viabilă, este rezultatul strădaniilor făcute în timp a radiotehnicienilor, de a rezolva optim principalele probleme ale radiorecepției.

Funcțiile de bază ale unui radioreceptor sînt:

— Demodularea, adică obținerea semnalului de joasă frecvență — de informație, care a fost „purtat", de la emițător la receptor, de către undele electromagnetice (unde radio).

— Amplificarea semnalelor de energie foarte mică la nivelul dorit, în scopul recepționării în condiții de calitate acceptabile a informației transmise.

— Selectivitatea, adică posibilitatea de a se alege din multitudinea de semnale pe care le captează antena, semnalul util.

— Fidelitatea, care reprezintă proprietatea întregului ansamblu de recepție de a nu deforma semnalul de informație transmis, adică redarea cît mai apropiată de starea sa inițială.

Principalul parametru care definește o stație de radioemisie este frecvența nominală de emisie. Odată cu dezvoltarea radiodifuziunii și a radiocomunicațiilor, se impune receptorului posibilitatea de a putea recepționa, în condițiile unei calități corespunzătoare, frecvențe care aparțin unui domeniu mai extins — gamele de frecvențe radio.

Proprietățile de transmitere a semnalelor, prin circuitele oscilante, prin tuburile electronice și tranzistoare, sînt în strînsă legătură cu frecvența acestora. Prin urmare, parametrii aparatului de radiorecepție (care cuprinde astfel de elemente) vor fi diferiți în raport cu frecvențele gamelor care trebuie să fie recepționate. Se pune problema realizării unei tehnici care, în funcție de frecvența recepționată, să înlăture modificarea principalilor parametri ai radioreceptorului.

Această problemă este rezolvată de radioreceptorul superheterodină, cel mai răspîndit tip în prezent.

Principiul superheterodinei este translatarea frecvențelor recepționate f_s la o valoare fixă a frecvenței, numită frecvență intermediară. Acest proces se realizează într-un etaj special, cu care este dotată superheterodina, numit *schimbător de frecvență* (etaj de amestec, mixer, convertor), SF.

Schimbarea frecvenței semnalului recepționat f_s se face cu ajutorul unui semnal de frecvență f_h, produs de către oscilatorul local cu care este prevăzută superheterodina.

Ambele semnale f_s și f_h se aplică schimbătorului de frecvență, care conți-

ne un element cu caracteristică de transfer neliniară, la ieșire (din schimbător) rezultînd semnale formate din compunerea semnalelor incidente. Cu ajutorul unui circuit oscilant (sau filtru de bandă) se poate „extrage" combinația dorită.

Semnalul de frecvență — *supradină*, $f_h - f_s = f_i$ se numește frecvența intermediară, f_i. Uneori, se folosește și semnalul de frecvență-*infradină*, $f_s - f_h = f_i$.

În radioreceptoarele uzuale se utilizează $f_i = f_h - f_s$ (supradină), de unde și denumirea de *superheterodină*. Analizînd relația dintre frecvența de recepție f_s, cea a oscilatorului local f_h și a frecvenței intermediare f_i, rezultă că în cazul superheterodinei există posibilitatea ca odată cu recepția semnalului util f_s, să se recepționeze și un semnal de frecvență $f_{i\,mag} = f_s + 2f_i$ provenită de la o altă stație de emisie. Această frecvență, numită *frecvență imagine* (oglindă) a semnalului f_s, poate duce, în cazul unei slabe selectivități a circuitului de radiofrecvență (RF) de la intrare, la perturbații nedorite. Atenuarea semnalelor pe frecvența imagine, care se face de către circuitul de intrare, trebuie să fie acceptabilă și să confere receptorului un indice tehnico-calitativ: atenuarea frecvenței imagine.

Semnalele de recepție, f_s, sînt modulate în corespondență liniară cu informația ce trebuie transmisă. În radiodifuziunea sonoră se utilizează două procedee de modulație: de amplitudine — MA și de frecvență — MF.

În cazul MA, în urma procesului de modulație cu un semnal de joasă frecvență (modulație), semnalul de radiofrecvență f_s (numit și purtătoare) va fi însoțit de un spectru de frecvențe — benzile laterale: $f_s + f_m$ (superioară) și $f_s - f_m$ (inferioară). Astfel, banda de frecvențe ocupată de semnalul modulat va fi:

$$B_{MA} = (f_s + f_m) - (f_s - f_m) = 2f_m.$$

Dacă se acceptă pentru frecvența cea mai înaltă de modulație valoarea $f_m =$ $= 5$ kHz, rezultă $B_{MA} = 2 \times 5$ kHz $=$ $= 10$ kHz. Practic, banda alocată unei emisiuni MA este de 9 kHz. Prin urmare, receptoarele destinate recepției emisiunilor MA, trebuie să aibă o bandă de trecere de cca 9 kHz.

În cazul MF, semnalul purtător, f_s, care este modulat cu semnalul de joasă-frecvență (modulație), ocupă o bandă dată de relația:

$$B_{MF} \simeq 2f_{m\,Max}(1 + \beta + \sqrt{\beta}).$$

Dacă considerăm o emisiune monofonică unde $f_{m\,Max} = 15$ kHz; indicele de modulație $\beta = 3{,}3$ (cazul practic) rezultă: $B_{MF} = 180$ kHz. În cazul unei emisiuni stereofonice, $B_{MF} = 2 \times$ $\times 53$ kHz$(1 + 0{,}8 + 0{,}3) = 220$ kHz.

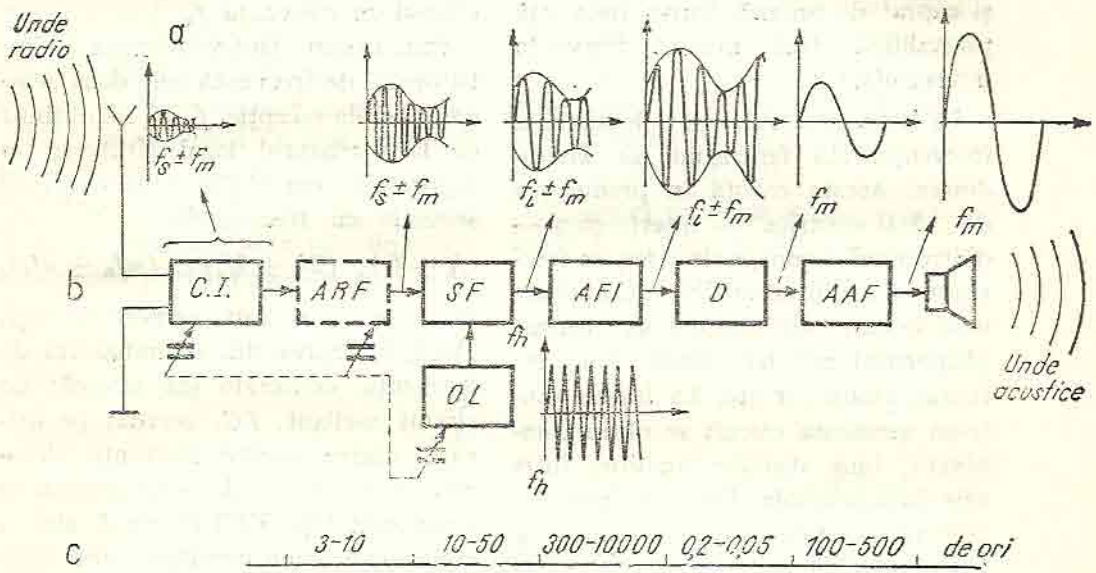
Deci, în cazul recepției unei emisiuni MF, receptorul trebuie să asigure o bandă de trecere de cca. 150...200 kHz.

În afara benzii de frecvențe corespunzătoare stației recepționate, radioreceptorul trebuie să atenueze restul frecvențelor. Această proprietate se numește selectivitatea față de canalul adiacent.

Transmiterea semnalului modulat în banda dată, cît mai nedeformat (fidel) și selectivitatea față de canalul adiacent este realizată de amplificatorul de frecvență intermediară (AFI). Acestuia îi revine și partea cea mai mare

de amplificare din amplificarea globală a receptorului și având circuitele selective (filtrele de bandă) acordate pe o frecvență fixă f_i, va determina principalii parametri ai receptorului: sensibilitatea, selectivitatea și, într-o mare măsură, fidelitatea.

Schema bloc a radioreceptorului superheterodină (destinat recepției MA) este prezentată în fig. VIII.1.



VIII.1. Schema bloc a radioreceptorului superheterodină MA.
a. Forma și frecvența semnalelor. b. Schema bloc a radioreceptorului.
c. Amplificarea de tensiune (valori medii) corespunzătoare etajelor.

DE FOREST, Lee (n. 26 aug. 1873, Council Bluffs — m. 30 iun. 1961, Hollywood), inventator american. Studii la Universitatea Yale. Contribuțiile sale remarcabile privesc în special domeniul radiotehnicii și al electronicii. Este inventatorul triodei cu vid, pe care o denumește „audion" și o descrie în patentul obținut la 25 oct. 1906 ca „un dispozitiv cu trei electrozi pentru amplificarea curenților electrici foarte slabi". (De aici un lung proces cu J. A. Fleming, inventatorul diodei cu vid, pronunțat în favoarea sa de către Curtea Supremă de justiție a S.UA. abia în 1943.) În anul următor, 1907, brevetează un circuit de detecție pur electronic, utilizînd trioda. A construit, de asemenea, unul dintre primele radioreceptoare cu amplificatoare cu tuburi (3 etaje legate în cascadă) și difuzor (1909). A descoperit, în același timp cu E.H. Armstrong, I. Langmuir (în S.U.A.) și cu A. Meissner (în Germania), dar independent de aceștia, funcția de oscilator a triodei și realizează, în 1912, un circuit cu reacție cu triodă folosit ca generator, ceea ce a reprezentat una dintre cele mai de seamă cuceriri în domeniul electronicii (a generat și un lung proces de stabilire a priorității (v. Cine a descoperit reacția?). Cele peste 300 de invenții în domeniile telegrafiei fără fir, radiotehnicii, contribuția sa esențială la extinderea, generalizarea radiodifuziunii au făcut pe unii contemporani să-i acorde titlul de „părinte al radioului".

(Vasile Văcaru)

VIII.2. SCHIMBAREA FRECVENȚEI

În cazul superheterodinei ne interesează schimbarea frecvenței semnalului cu frecvența f_s emis de postul radio pe care dorim să-l recepționăm și captat de antenă, într-o frecvență prestabilită, fixă, numită frecvența intermediară f_i.

La baza procesului de schimbare a frecvenței stă fenomenul de *heterodinare*. Acesta constă în producerea de „bătăi electrice" — interferența — dintre două semnale electrice cu frecvențe și amplitudini diferite, aplicate unui circuit care conține un element (dispozitiv) neliniar: diodă, tub electronic, tranzistor etc. La ieșirea dintr-un asemenea circuit se obțin combinații, bine stabilite analitic, între cele două semnale. Un asemenea circuit se numește etaj schimbător de frecvență (SF).

În cazul superheterodinei, unul dintre semnale este impus, și anume cel corespunzător frecvenței de recepție, f_s, el aparținînd domeniului gamelor de frecvențe (lungimi de undă) cu care este prevăzut radioreceptorul. Cea de-a doua frecvență necesară procesului schimbării frecvenței este obținută într-un montaj oscilator, cu care este dotat receptorul — oscilatorul local (OL) — și care generează un semnal cu frecvența f_h.

Prin urmare, dacă vom aplica schimbătorului de frecvență cele două semnale: cel de recepție, f_s, și cel obținut de la oscilatorul local (OL), f_h, la ieșirea lui vom obține combinații de semnale cu frecvențele:

$$(f_h \pm f_s);\ (2f_h \pm 2f_s) \ldots (mf_h \pm nf_s),$$

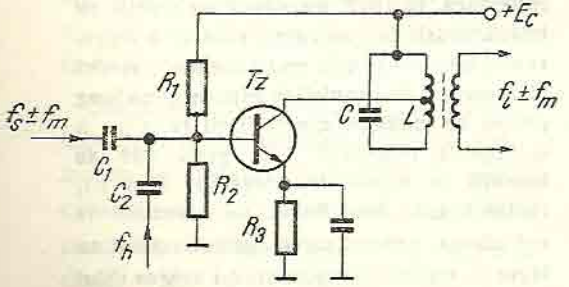
unde m și n sînt numere întregi. Dacă, la ieșirea din schimbătorul de frecvență, conectăm (ca sarcină) un circuit oscilant, LC, acordat pe oricare dintre aceste frecvențe, datorită proprietății de selectivitate a circuitului (fig. VIII.2), va fi ales și transmis etajului următor numai semnalul pe care a fost acordat circuitul. Restul semnalelor (combinațiilor) vor fi practic eliminate.

Receptorul superheterodină utilizează de regulă combinația:

$$f_h - f_s = f_i,$$

unde f_i se numește *frecvență intermediară*. Dacă considerăm frecvența semnalului de recepție $f_s = 875$ kHz și frecvența semnalului de la oscilatorul local $f_h = 1\,330$ kHz, rezultă $f_i = 1\,330$ kHz $- 875$ kHz $= 455$ kHz.

Semnalul de recepție f_s este, de obicei, de ordinul zecilor sau sutelor de microvolți și are, datorită modulației, un spectru de frecvențe $f_s \pm f_m$. Valoarea semnalului f_h, de la oscilatorul local, este de ordinul zecilor sau sutelor de milivolți, adică este de



VIII.2. Schema de principiu a etajului schimbător de frecvență echipat cu un tranzistor.

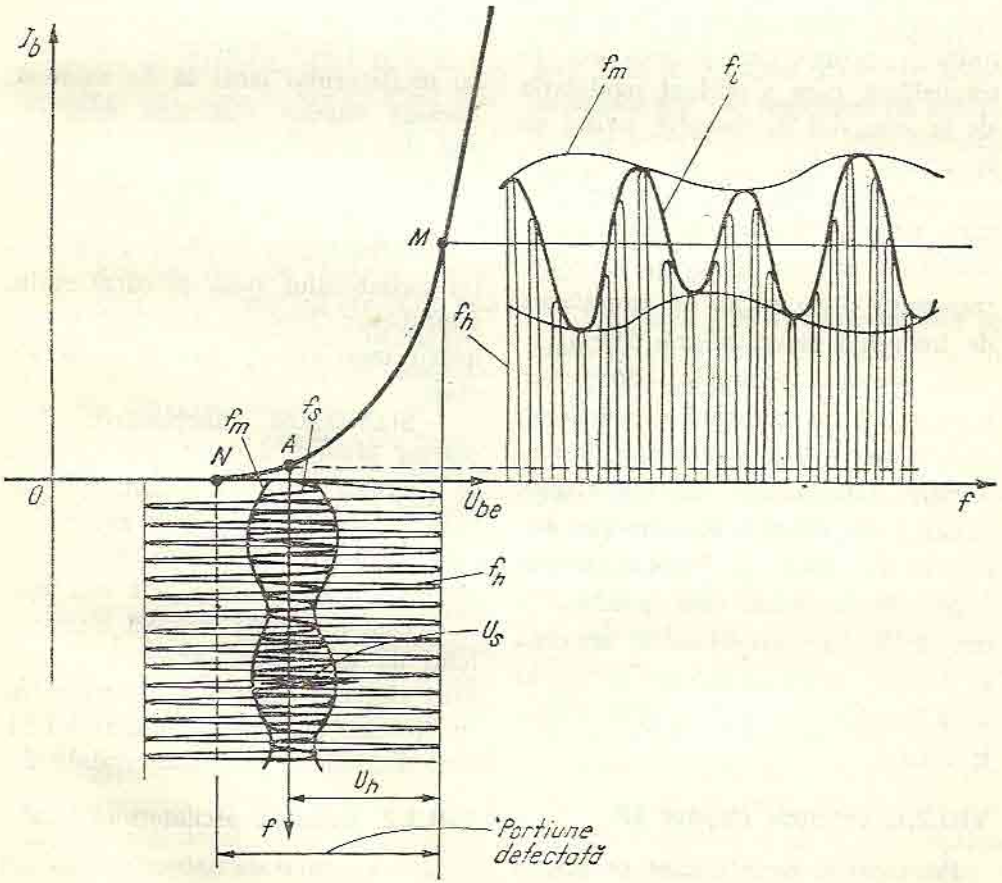
cca 1 000 ori mai mare ca valoarea semnalului de recepție.

Ce se produce de fapt într-un etaj schimbător de frecvență?

În fig. VIII.2 este prezentată schema de principiu a etajului schimbător de frecvență echipat cu tranzistor. Pentru producerea fenomenului de heterodinare este necesar a se utiliza porțiunea neliniară a caracteristicii tranzistorului. Analizînd caracteristica de intrare, $I_b = f(U_{be})$, $U_{CE} = \text{ct}$, a tranzistorului, constatăm că neliniaritatea cea mai pronunțată e în porțiunea MN (fig. VIII.3). De aici apare necesitatea ca punctul static de funcționare A să fie astfel ales încît să avem un mod de lucru al etajului în clasă AB.

Acest regim este determinat cu ajutorul rezistoarelor R_1 și R_2, de polarizare a bazei și prin alegerea corespunzătoare a valorii tensiunii semnalului oscilatorului local, care se aplică prin C_2 (fig. VIII.2).

Semnalul provenit de la oscilatorul local, f_h, aplicat pe baza tranzistorului, produce o excursie (o variație)



VIII.3. Ilustrarea grafică a compunerii oscilațiilor și a procesului de amestec (prima detecție) utilizînd caracteristica de intrare a tranzistorului.

a curentului de bază (adică tranzistorul va conduce) în porțiunea *MN* a caracteristicii de intrare. În porțiunea *ON* tranzistorul este blocat, prin urmare se produce un proces de detecție a semnalului f_h. Prin capacitorul C_1 se aplică bazei tranzistorului semnalul de recepție $f_s \pm f_m$. Atunci cînd alternanța semnalului $f_s \pm f_m$ va fi în corespondență cu alternanța pozitivă a semnalului f_h, I_b va crește; în cazul alternanței negative, I_b va scădea. Se obține astfel compunerea celor două oscilații (fig. VIII.3).

Curentul de colector, $I_c = \beta \times I_{bi}$ va conține toate combinațiile de heterodinare, printre care și frecvența intermediară, care a preluat modulația de la semnalul de recepție, avînd un spectru $f_i \pm f_m$.

Cu ajutorul circuitului oscilant *LC*, care reprezintă sarcina etajului, se selectează această frecvență, ce va fi transmisă către etajul de amplificare de frecvență intermediară (AFI).

În procesul schimbării frecvenței se constată o amplificare a semnalelor, deci, implicit, și a semnalului de modulație (înfășurătorii de modulație). Această amplificare se numește *amplificarea de conversie*. Valoarea amplificării de conversie este, practic, de cca 0,25 din amplificarea maximă a etajului, în cazul în care acesta ar avea funcția de amplificator de radiofrecvență.

VIII.2.1. Cerințele etajelor SF

Principalele cerințe care se impun etajelor schimbătoare de frecvență sînt:

— Amplificarea de conversie să fie mare. Această cerință necesită alegerea corecta a valorii tensiunii oscilatorului local și stabilității acestei valori în bandă, proiectarea corectă a impedanței circuitului de sarcină (*LC*) și adaptarea tranzistorului la această sarcină;

— Zgomotul propriu să fie cît mai redus. Aceasta se realizează prin alegerea de dispozitive (tranzistoare, diode) cu factor de zgomot *F*, cît mai mic. În cazuri speciale se pot alege scheme simetrice, în care componentele pare de tensiuni de zgomot se pot anula reciproc;

— Radiația spre antenă a semnalului oscilatorului local să fie minimă. Aceasta impune realizarea unui cuplaj slab între oscilatorul local și etajul de amestec sau alegerea unor scheme de neutrodinare adecvate;

— Influențarea minimă a frecvenței oscilatorului local de către etajul schimbător. Impune necesitatea realizării unui cuplaj slab între aceste etaje;

— Stabilitatea funcționării. Prin reacția inversă a tranzistorului, care se produce datorită admitanței inverse de transfer y_{12}, pot apărea fenomene de reacție nedorite. Se vor alege tranzistoare cu y_{12} cît mai mic;

— Distorsionarea minimă a semnalului de modulație. Aceasta se face prin alegerea corectă a punctului de funcționare și alimentarea etajului SF cu o tensiune de polarizare stabilizată.

VIII.2.2. Cerințele oscilatorului local

1. Deși etajul oscilatorului local nu face parte din lanțul de transmisie a semnalului de recepție f_s, el are un

rol hotărîtor în funcționarea superheterodinei. Frecvența oscilatorului local se reglează, de obicei, cu ajutorul unui capacitor variabil, care se află pe același ax cu capacitorul de acord al circuitului de intrare (eventual și cu capacitorul variabil din ARF).

Atunci cînd acordăm receptorul pe post, realizăm de fapt relația: $f_h - f_s = f_i$, unde f_s este constant (la emisie se utilizează oscilatoare foarte stabile, de obicei cu cuarț), f_i este fixă, realizată prin acordul circuitelor de frecvență intermediară, rezultînd obligativitatea ca și f_h să fie cît mai constantă, pentru recepționarea în condiții optime. Variația frecvenței, generate de către OL, duce la apariția dezacordului, ceea ce are ca efect scăderea sensibilității și distorsionarea semnalului audiat. Stabilitatea frecvenței oscilațiilor generate de către etajul OL depinde de mai mulți factori. Aceștia sînt de natură mecanică, electrică, climatică etc. Cea mai mare influență asupra stabilității frecvenței o are variația valorii elementelor din circuitul oscilant al oscilatorului, în funcție de modificarea temperaturii. Dilatarea termică a materialelor din care sînt realizate bobinele și capacitoarele duc la modificarea valorii inductanței L și a capacității C, a circuitului oscilant. Valoarea inductanței L și capacității C determină, practic, frecvența oscilațiilor, în conformitate cu formula lui Thompson: $f_h = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$; variația acestor valori duce implicit la variația frecvenței oscilatorului local. Pentru îmbunătățirea stabilității frecvenței oscilațiilor se utilizează compensarea variației valorii elementelor L și C, prin folosirea de piese (capacitoare) cu coeficienți de temperatură diferiți ca semn.

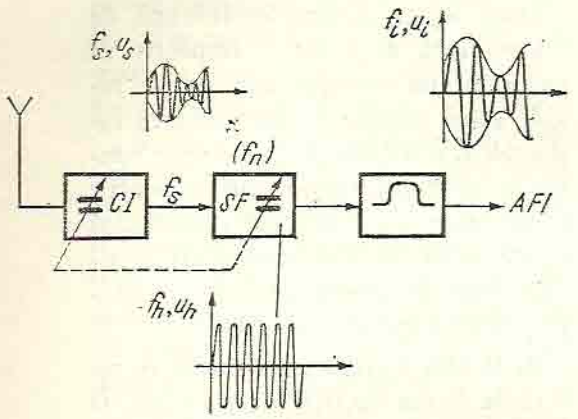
Dacă α_L și α_C sînt coeficienții de temperatură ai bobinei, respectiv ai capacitorului variabil, care au de regulă semn pozitiv (adică valoarea inducției L și a capacității C crește odată cu creșterea temperaturii), pentru compensare va fi necesar să utilizăm în circuitul oscilant capacități auxiliare care au coeficientul α de temperatură negativ (v.cap.IV).

2. O altă cerință importantă se referă la forma oscilațiilor generate. O oscilație deformată față de sinusoida pură înseamnă conținut mare de armonice. Prin schimbarea frecvenței aceste armonice pot da, împreună cu semnalele de recepție, ce trec prin circuitul de intrare (de semnal), combinații de semnale perturbatoare egale cu frecvența intermediară f_i, producînd fluierături, distorsiuni etc.

Eliminarea apariției armonicelor oscilațiilor f_h se face prin alegerea corectă a regimului de funcționare a etajului oscilator.

— Stabilitatea amplitudinii oscilațiilor generate este o altă cerință ce se impune oscilatorului local. Modificarea amplitudinii oscilațiilor duce la variația pantei de conversie, ceea ce va influența, în anumite limite, sensibilitatea receptorului. Variația amplitudinii oscilațiilor se produce odată cu schimbarea frecvenței (chiar în aceeași gamă) și a variațiilor tensiunii de alimentare. Din aceste motive se aleg scheme cu cuplaje optime între tranzistor și circuitul oscilant și cu stabilizarea tensiunii de polarizare.

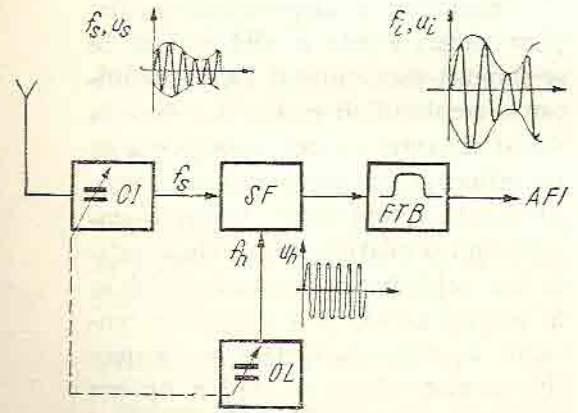
VIII.3. PRINCIPALELE PROCEDEE DE REALIZARE A SCHIMBĂRII FRECVENȚEI



VIII.4. Schema bloc a procesului aditiv de amestec.

În ultimul timp, în montajele radioreceptoarelor se utilizează îndeosebi componente semiconductoare — tranzistoare, diode și circuite integrate. Tranzistorul impune, practic, următoarele procedee de realizare a etajelor SF:

a) Schimbătoarele de frecvență aditive;



VIII.5. Schema bloc a schimbătorului de frecvență autooscilant (convertorul).

b) Schimbătoarele de frecvență autooscilante — convertoarele;

c) Schimbătoarele de frecvență cvasimultiplicative.

Primele două procedee sînt cel mai des utilizate.

a) *Procedeul aditiv de schimbare a frecvenței* se caracterizează prin existența unui etaj oscilator separat, care produce semnalul U_h, de frecvență f_h (fig. VIII.4). Semnalul de recepție U_s, modulat, se aplică pe baza tranzistorului cu care este echipat etajul SF. Semnalul de la oscilatorul local se aplică fie pe baza, fie pe emitorul tranzistorului din etajul schimbătorului de frecvență, producîndu-se procesul de amestec.

Uneori, etajul SF se numește etaj de amestec sau mixer.

În fig. VIII.4 rolul filtrului trece bandă, FTB, îl are un circuit oscilant sau filtre de bandă acordate pe frecvența intermediară.

b) *Schimbătorul de frecvență autooscilator sau convertorul.* În unele aparate de radiorecepție, de clasă relativ inferioară, din motive de economisire a pieselor, se utilizează ca etaj schimbător de frecvență, convertorul autooscilator. În acest etaj (fig. VIII.5), tranzistorul este conectat într-un montaj oscilator pe frecvența f_h (rolul de autooscilator), iar pe baza lui sosește de la circuitul de intrare (de semnal) semnalul de recepție, U_s. Curentul de colector al tranzistorului va conține, datorită funcției de oscilator, componenta de frecvență f_h, comandată de

semnalul U_s care ajunge pe bază, producîndu-se heterodinarea. În cazul în care receptorul nu conține în calea semnalului de recepție un etaj amplificator de radiofrecvență (ARF), există pericolul ca frecvența f_h să fie radiată prin antenă, ceea ce ar duce la apariția unor perturbatori nedoriți.

În cazul convertoarelor (în special în gama US) se iau măsuri de neutrodinare pentru diminuarea radiației oscilațiilor locale.

VIII.4. MONOACORDUL ȘI ALINIEREA SUPERHETERODINEI

Schimbarea frecvenței semnalului f_s, care trebuie recepționat, înseamnă translația acestuia pe scara frecvenței, pînă la valoarea fixă a frecvenței intermediare f_i, prin compunere cu frecvența oscilațiilor locale f_h.

În fig. VIII.6 este prezentată translația frecvenței în cazul exemplului tratat la începutul capitolului, considerîndu-se că semnalul f_s este modulat în amplitudine cu frecvența $f_m = 5$ kHz.

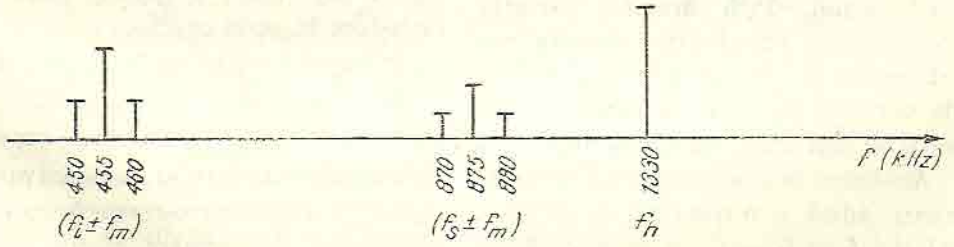
Translația frecvențelor se face prin respectarea relației $f_i \pm f_m = f_h - (f_s \pm f_m)$. În cazul în care acordăm radioreceptorul pe frecvența stației pe care dorim s-o recepționăm, trebuie să acționăm simultan atît capacitorul variabil, din circuitul de intrare (de semnal) C_s, cît și pe cel din oscilatorul local C_h, pentru obținerea constantă a diferenței dintre frecvențele f_h și f_s, care dau frecvența intermediară, f_i.

Menținerea constantă a diferenței celor două frecvențe se rezolvă prin *monoacord* și prin *aliniere*.

Înțelegem prin monoacord reglarea simultană a frecvenței circuitului de semnal și a oscilatorului local. Monoacordul se realizează, practic, prin dispunerea capacitorilor variabili pe același ax (al sistemului de angrenare).

Alinierea determină menținerea cît mai constantă a diferenței $f_h - f_s = f_i$, în toată gama lungimii de undă date.

Pentru a putea recepționa stațiile cuprinse într-o gamă de frecvențe (lungimi de undă), delimitate de către frecvența de recepție minimă $f_{s\,min}$, și frecvența de recepție maximă $f_{s\,max}$, și considerînd constantă inductanța L_s a circuitului de acord, va trebui



VIII.6. Translația frecvenței semnalului de recepție.

să variem capacitatea capacitorului variabil C_s, între limitele $C_{s\,max}$ și $C_{s\,min}$. Considerăm gama de unde medii cuprinsă între $f_{s\,min} = 510$ kHz și $f_{s\,max} = 1\,620$ kHz.

Definim prin raportul dintre aceste frecvențe factorul de acoperire a gamei (k_s):

$$k_s = \frac{f_{s\,max}}{f_{s\,min}} = \sqrt{\frac{C_{s\,max}}{C_{s\,min}}} = \frac{1\,620}{510} = 3{,}17,$$

deci: $$\frac{C_{s\,max}}{C_{s\,min}} = 10.$$

Dacă considerăm $C_{s\,min} = 50$ pF, atunci $C_{s\,max} = 500$ pF; acestea sînt valorile uzuale ale capacitorului variabil.

Considerînd $f_i = 455$ kHz, rezultă factorul de acoperire al circuitului oscilant al oscilatorului (k_h):

$$k_h = \frac{f_{h\,max}}{f_{h\,min}} = \frac{f_{s\,max} + f_i}{f_{s\,min} + f_i} = \sqrt{\frac{C_{h\,max}}{C_{h\,min}}} =$$

$$= \frac{2\,075}{965} = 2{,}15,$$

adică un raport al capacităților:

$$\frac{C_{h\,max}}{C_{h\,min}} = 4{,}62.$$

Deci, în gama undelor medii, variația capacității din circuitul de semnal trebuie să fie de cca 2 ori mai mare decît variația capacității din circuitul oscilatorului. Prin urmare, variația capacitorului variabil din circuitul oscilatorului trebuie să aibă o altă lege de variație decît cea a capacitorului variabil din circuitul de semnal.

Analizînd posibilitatea realizării alinierii, adică a respectării în gamă a relației $f_i = f_h - f_s$, se deduce că legea de variație a capacitoarelor C_s și C_h este dependentă de raportul dintre inductanța circuitului de semnal și inductanța din circuitul oscilatorului, adică de L_s/L_h și de valoarea frecvenței intermediare, f_i.

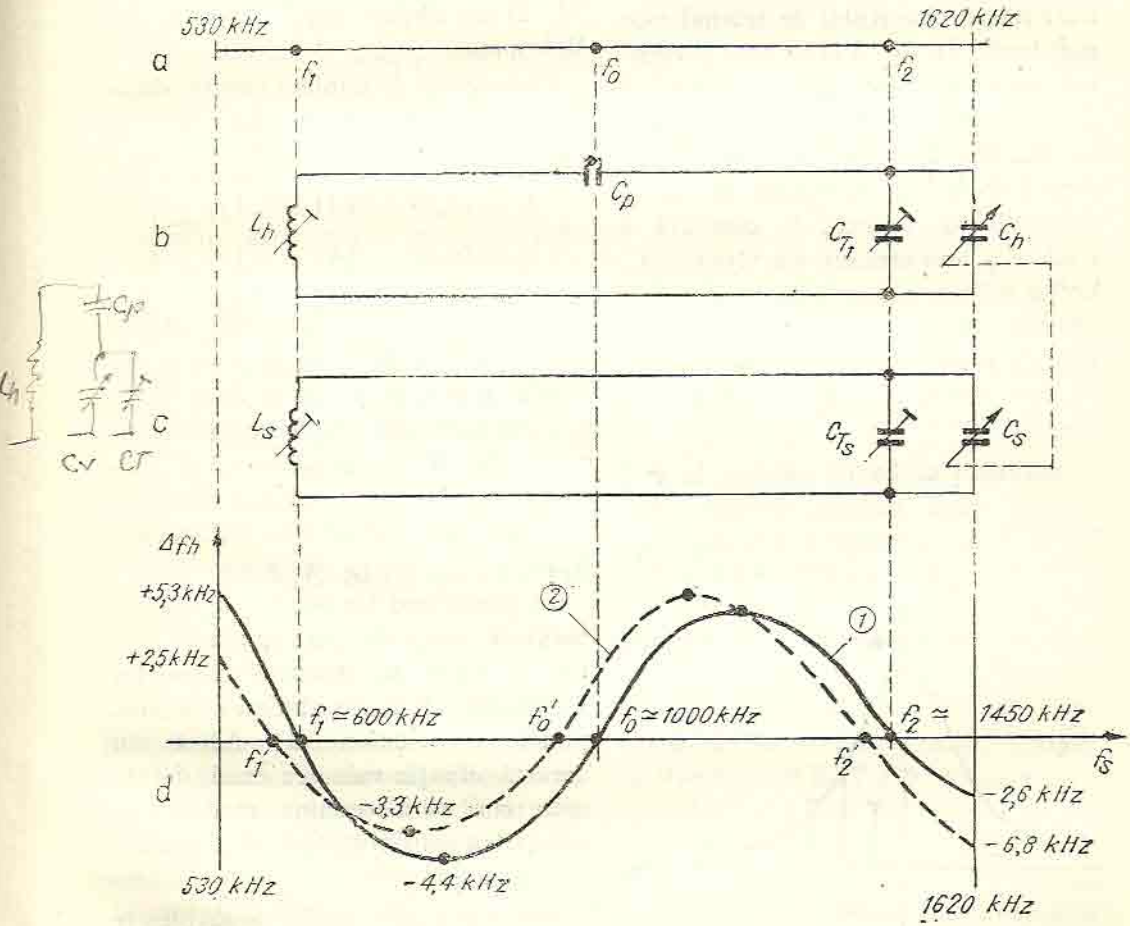
Astfel, realizarea constructivă a capacitoarelor C_h și C_s (variabile) ar necesita secțiuni cu profile diferite. Un asemenea capacitor ar rezolva problema acordului și a alinierii numai într-o singură gamă, deoarece raportul L_s/L_h este diferit în celelalte game de lungimi de undă.

Majoritatea aparatelor de recepție sînt echipate cu capacitoare variabile, care au secțiuni identice atît pentru circuitul de semnal (C_s), cît și pentru circuitul oscilatorului (C_h), soluție ce implică necesitatea introducerii în circuitul oscilant al oscilatorului a unor elemente capacitive pentru aliniere.

Dacă, în paralel cu C_h, se introduce un capacitor C_T, de valoare mică, atunci valoarea $C_{h\,min}$ va fi majorată cu această valoare, ceea ce se traduce prin micșorarea valorii frecvenței de oscilație la capătul superior al gamei. Acest capacitor, în paralel cu C_h, se numește trimer (C_T) și este, de obicei, un capacitor semivariabil. Efectul acestui trimer va determina obținerea unui punct de aliniere perfectă în porțiunea superioară a gamei. Dacă se introduce în serie cu capacitorul C_h și cu inductanța L_h, un capacitor C_p, atunci cînd capacitorul variabil C_h este închis, ($C_{h\,max}$), valoarea capacității totale a circuitului va fi mai mică, deci se va obține o creștere a frecvenței oscilațiilor. Prin urmare, efectul capacitorului C_p, care se numește *pader*

(sau *pading*), este mărirea frecvenței oscilatorului pentru poziția C_h mai închis, deci se obține un al doilea punct de aliniere perfectă în porțiunea centrală a gamei. Pentru alinierea la capătul inferior al gamei (frecvențe de recepție mici) se reglează valoarea inductanței circuitului L_h (acționînd miezul de ferită), obținîndu-se al treilea punct de aliniere perfectă.

Modalitatea de aliniere descrisă mai sus, realizează alinierea perfectă în trei puncte (fig. VIII.7), primul punct f_1, în porțiunea inferioară a gamei, un punct f_0, în porțiunea din mijlocul gamei și un punct f_2, în porțiunea superioară a gamei. Se constată că în afara celor trei puncte de aliniere perfectă, f_1, f_0 și f_2, apar unele abateri de la alinierea exactă. Aceste erori de



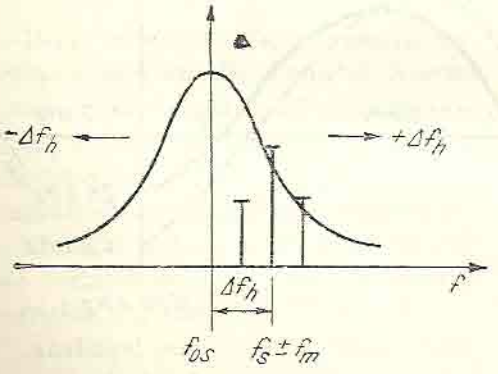
VIII.7. Alinierea în trei puncte (gama UM).
a. Scara gamei undelor medii.
b. Schema circuitului oscilant al oscilatorului local.
c. Schema circuitului oscilant de semnal.
d. Curba erorilor de aliniere după metoda Cebîșev (1) și după metoda Mohrmann (2).

aliniere sînt inevitabile și sînt prezentate în fig. VIII.7 d.

Eroarea de aliniere $\Delta f_h = f_h - (f_s + f_i)$ ar trebui, în cazul ideal, să fie egală cu zero în toată gama.

Efectul erorii de aliniere este scăderea sensibilității receptorului (față de $\Delta f_h = 0$) și a apariției distorsiunilor semnalului de modulație. Aceasta se produce în special la frecvențele joase ale gamei recepționate, unde selectivitatea circuitului de semnal este mai bună. În fig. VIII.8 este prezentată situația recepționării unui semnal $f_s \pm f_m$ modulat, care, datorită erorii de aliniere Δf_h, nu corespunde frecvenței de acord (de rezonanță) f_{0s} a circuitului de semnal. Se constată o scădere a amplitudinii purtătoarei f_s, deci o scădere a sensibilității și o amplificare diferită a benzilor laterale $f_s - f_m$ respectiv $f_s + f_m$, care se vor traduce după detecție prin distorsiuni.

Analizînd curba de aliniere în trei puncte, după metoda Cebîșev (fig. VIII.7 d, 1), se constată că la frecvențe mai joase eroarea de aliniere Δf_h este mai mare (cca 5,3 kHz) decît la frecvențe mai ridicate ale gamei (cca 2,6 kHz); se deduce că această curbă de aliniere nu este optimă.



VIII.8. Efectul erorii de aliniere asupra transmiterii semnalului de recepție $f_s \pm \pm f_m$.

Optimizarea curbei erorii de aliniere trebuie făcută în sensul scăderii valorii erorii de aliniere la frecvențele joase ale gamei, odată cu obținerea de erori cu aceeași abatere în gamă. Curba de aliniere optimă (fig. VIII. 7d, 2) se obține după calculele lui Mohrmann.

Frecvențele de aliniere exacte, după metoda lui Mohrmann, sînt date de formulele:

$$f_1 = (0{,}89 + 0{,}11 \sqrt[3]{k_s}) f_{s\,min};$$

$$f_0 = (0{,}05 + 0{,}95 \sqrt[3]{k_s}) f_{s\,min};$$

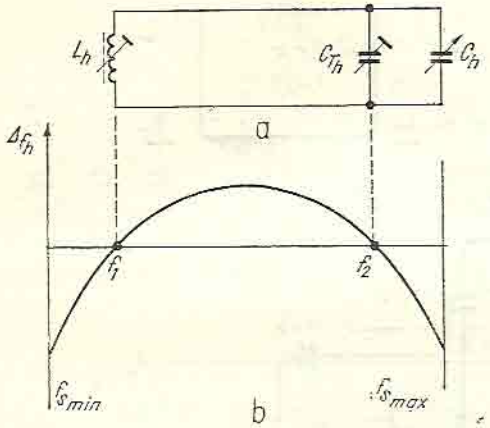
$$f_2 = (0{,}11 + 0{,}89 \sqrt[3]{k_s}) f_{s\,min}.$$

Alinierea în trei puncte se face, de regulă, numai în gama undelor lungi și a undelor medii, unde valoarea erorii de aliniere trebuie să fie mică, pentru a nu se produce variația sensibilității în gamă și apariției distorsiunilor.

În gama undelor scurte, unde factorul de acoperire este aproape egal cu 1 și banda de trecere a circuitelor de semnal este mare, alinierea în două puncte este suficientă. Adică, în această situație valoarea erorii de aliniere nu va determina modificarea esențială a sensibilității și nici apariția distorsiunilor.

Realizarea alinierii în două puncte se poate face în două moduri:

— prin introducerea unui trimer în paralel cu capacitorul variabil al circuitului oscilatorului (fig. VIII.9);

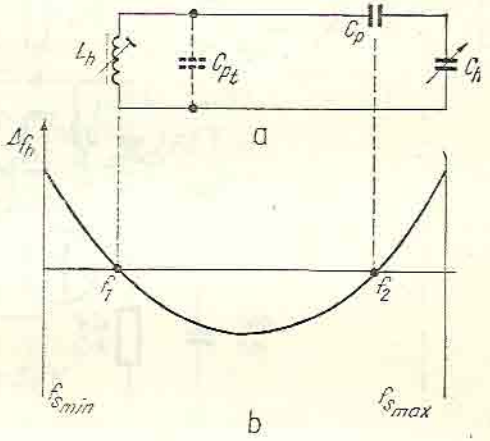


VIII.9. Alinierea în două puncte, cu trimer.
a. Schema circuitului oscilant al oscilatorului local.
b. Curba erorilor de aliniere.

— prin introducerea unui pader în circuitul oscilant al oscilatorului (fig. VIII.10).

În cazul alinierii în două puncte, în gamă vor exista numai două puncte f_1 și f_2 de acord exact. La alinierea cu pader, capacitatea parazită C_{pt} a bobinei circuitului oscilatorului va determina și cel de-al treilea punct de aliniere, situat în afara benzii (dincolo de $f_{s\,max}$).

Cunoașterea temeinică a metodelor de aliniere este absolut necesară pentru efectuarea reglajelor și punerea la punct a receptorului superheterodină.



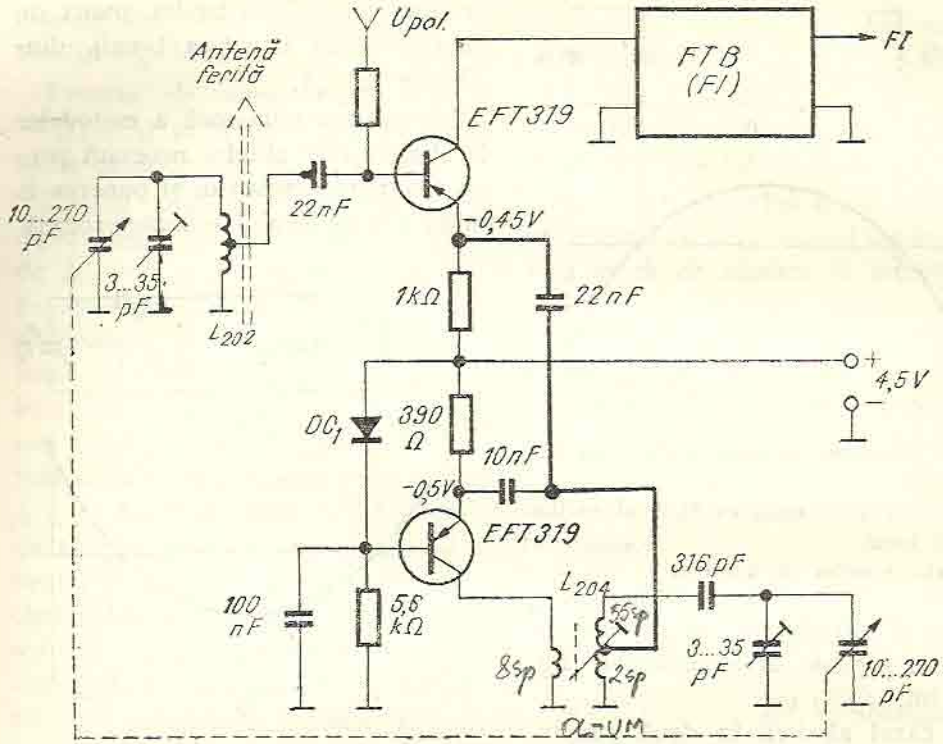
VIII.10. Alinierea în două puncte, cu pader.
a. Schema circuitului oscilant al oscilatorului local.
b. Curba erorilor de aliniere.

VIII.5. ETAJE SCHIMBĂTOARE DE FRECVENȚĂ (SF)

Schema de principiu a etajului schimbător de frecvență este concepută în funcție de: performanțele ce se impun, de gama de frecvențe, de procedeul de schimbare a frecvenței, de felul dispozitivului cu care este echipat etc.

Deoarece procesul schimbării frecvenței este legat direct de semnalul de recepție, în schemele ce urmează vor fi prezentate și circuitele de semnal.

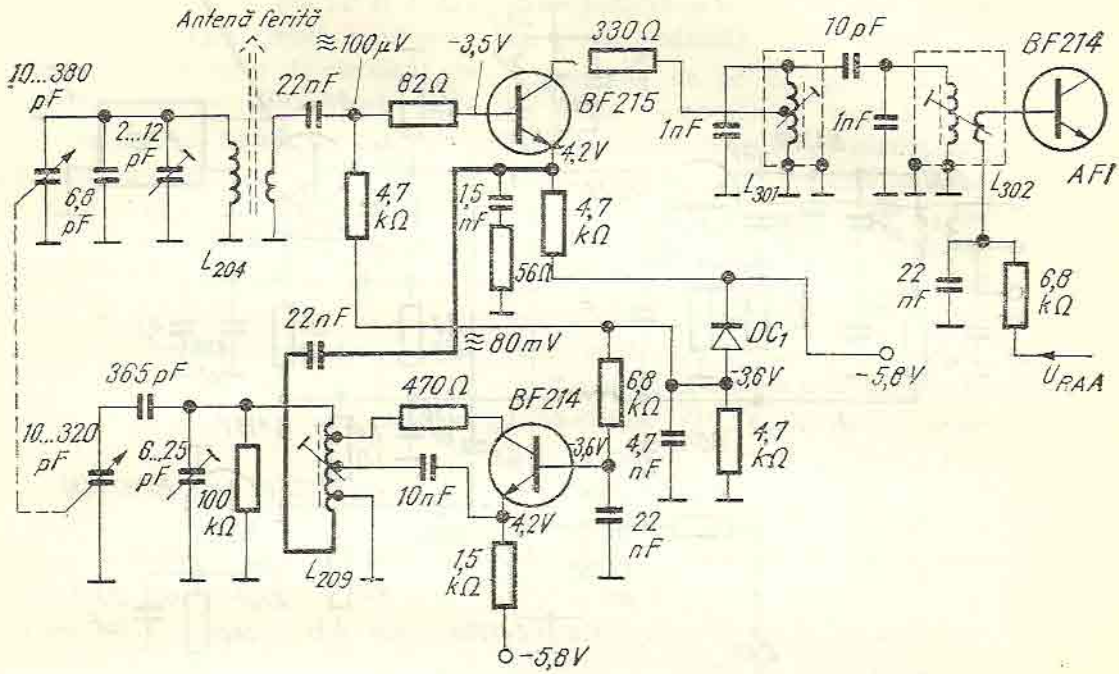
În fig. VIII.11 este prezentată schema de principiu a unui schimbător de frecvență, procedeul aditiv, echipat cu tranzistoare cu germaniu, destinat gamei UM. Oscilațiile locale sînt obținute de la etajul oscilator, echipat cu tranzistorul EFT 319. Schema oscilatorului local este un montaj cu reacție prin inductanță mutuală (transformator), colector-emitor, cu circuitul acordat în emitor. Circuitul oscilant format din bobina L_{204}, paderul (316 pF) și trimerul (3...35 pF), legate în paralel cu capacitorul variabil (10...270 pF), va stabili frecvența os-



VIII.11. Procedeul aditiv de amestec. Schema electrică a SF în UM (Radioreceptorul „Alfa-2").

cilațiilor. Pentru adaptarea optimă a tranzistorului la circuitul oscilant, emitorul este conectat la o priză a bobinei L 204. De pe această priză, printr-un cuplaj capacitiv 22 nF, oscilațiile locale se aplică pe emitorul tranzistorului din etajul de amestec. Semnalul de recepție, selectat de circuitul oscilant (L 202; trimer 3...35 pF, capacitor variabil 10...270 pF) de semnal, de pe priza bobinei L 202, se aplică, prin capacitorul 22 nF, bazei tranzistorului. În circuitul colectorului se află un filtru de bandă (FTB), care va selecta semnalul de f_i. Pentru stabilizarea amplitudinii oscilațiilor se prevede polarizarea stabilizată a bazei tranzistorului din oscilator prin dioda DC_1.

În fig. VIII.12 etajul schimbător de frecvență este prevăzut cu oscilator local în montaj Hartley (în trei puncte cu priză pe bobină). Circuitul oscilant al oscilatorului este format din: bobina L 209 (între capătul cald și priza la masă), trimerul 6...25 pF, paderul 365 pF și capacitorul variabil 10...320 pF. Pentru uniformizarea amplitudinii oscilațiilor în gamă, circuitul oscilant este aplatizat cu rezistorul de 100 kΩ. Se constată că tranzistorul este adaptat la circuitul oscilant prin intermediul prizelor pe bobină. Oscilațiile locale de pe bobina L 209 (priză și masă) prin 22 nF se aplică

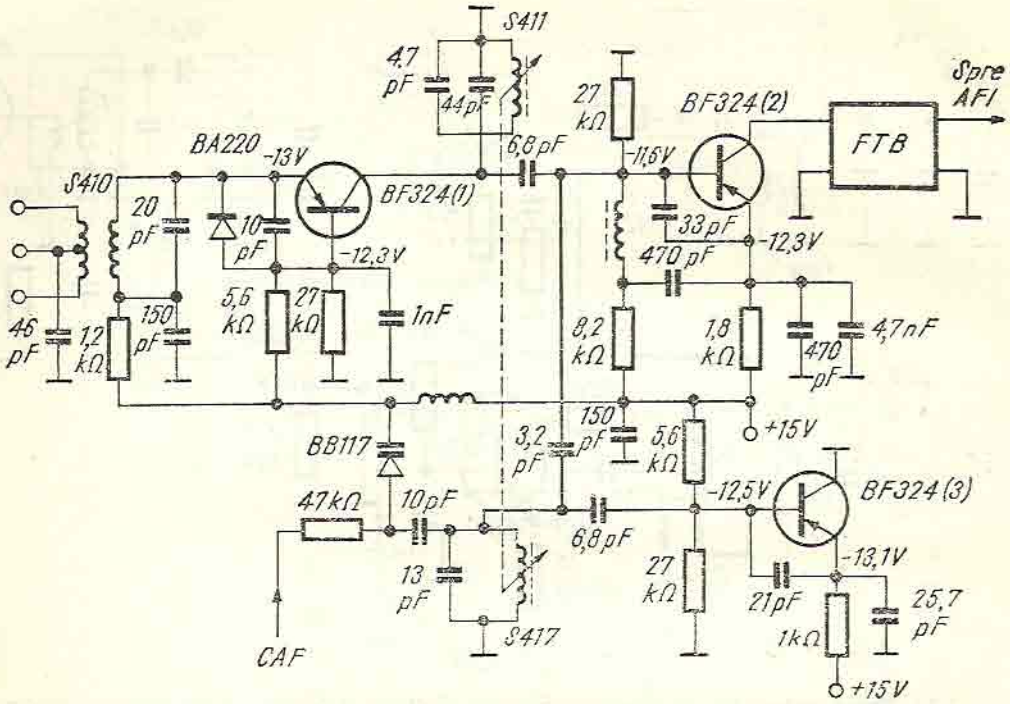


VIII.12. Procedeul aditiv de amestec. Schema electrică a SF în UM cu oscilator Hartley (Radioreceptorul „Jupiter").

emitorului tranzistorului BF 215, cu care este echipat etajul de amestec. În această schemă, pe bazele ambelor tranzistoare (cel din etajul de amestec și din oscilator) se aplică tensiunea de polarizare stabilizată (dioda DC_1).

Ambele scheme prezentate (fig. VIII.11 și fig. VIII.12) nu conțin etaje de amplificare de radiofrecvență. Pentru reducerea radiației parazite a oscilațiilor locale, acestea se aplică pe emitorul tranzistorului din etajul de amestec.

În domeniul UUS, pentru eliminarea radiațiilor oscilatorului local, pentru compensarea unor dezadaptări și pentru mărirea sensibilității se prevede, de obicei, un etaj amplificator de radiofrecvență. În fig. VIII.13 se prezintă un bloc de intrare de UUS, unde se aplică procedeul aditiv de schimbare a frecvenței. Oscilatorul local, echipat cu tranzistorul BF 324, (3) este de tipul Colpitts (în trei puncte, cu priză pe capacitoare). Frecvența oscilațiilor locale este, practic, determinată de inductanța variabilă *S* 417, legată în paralel cu 13 pF și cu capacitatea echivalentă a diodei varicap BB 117, legată în serie cu 10 pF (controlul automat al frecvenței CAF). Printr-un cuplaj slab de 3,2 pF, semnalul de la oscilator se aplică, odată cu semnalul de recepție, pe baza tranzistorului BF 324(2) din etajul de amestec. În această schemă pentru acord s-a ales variația inductanței: *S* 411 pentru circuitul de semnal și *S* 417 pentru circuitul oscilatorului. Etajul amplificator de *RF*, echipat



VIII.13. Procedeul aditiv de amestec. Schema electrică a SF în UUS, cu oscilator Colpitts.

cu tranzistorul BF 324(1), are circuitul de intrare, *S* 410, acordat în toată gama UUS (bandă largă) și circuitul de colector acordat selectiv pe frecvența semnalului de recepție. Pentru limitarea semnalelor foarte puternice (care produc intermodulații parazite) s-a prevăzut, la intrarea pe emitor a tranzistorului amplificator, dioda BA 220.

În fig. VIII.14 este exemplificat procedeul schimbătorului de frecvență autooscilator-convertor. În această schemă, tranzistorul are o dublă funcție, cea de oscilator și de schimbător de frecvență. Tranzitorul BF 215 este conectat într-un montaj oscilator, cu reacție prin inductanță mutuală (transformator) colector-emitor, cu circuitul acordat în emitor. Frecvența oscilațiilor este determinată de circuitul oscilant format din bobina *L* 206, legată în paralel cu trimerul 6...25 pF, și paderul de 3,3 nF, cu capacitorul variabil 12...240 pF în paralel cu trimerul 1,5...4 pF. În acest circuit oscilant, paderul, având o valoare mare 3 300 pF, nu va realiza acordul în trei puncte, ci va determina o optimizare a curbei erorilor de aliniere în domeniul frecvențelor mici ale gamei (începutul ei). Cuplajul cu rezistența mică a emitorului se face prin priză pe bobină (*L* 206). Circuitul de semnal este format din bobina *L* 203, montată în paralel cu capacitorul variabil 12...340 pF și trimerul 2,5...13 pF.

De la antenă, prin 470 pF și L 201 (de egalizare a caracteristicii antenei), semnalul este selectat de circuitul oscilant de semnal și, prin cuplaj inductiv, este aplicat bazei tranzistorului. În circuitul colectorului se află filtrul de bandă (L_{307} — 1 nF și L_{308} — — 1n F), acordat pe f_i.

Se prevede stabilizarea polarizării bazei cu dioda MA_3.

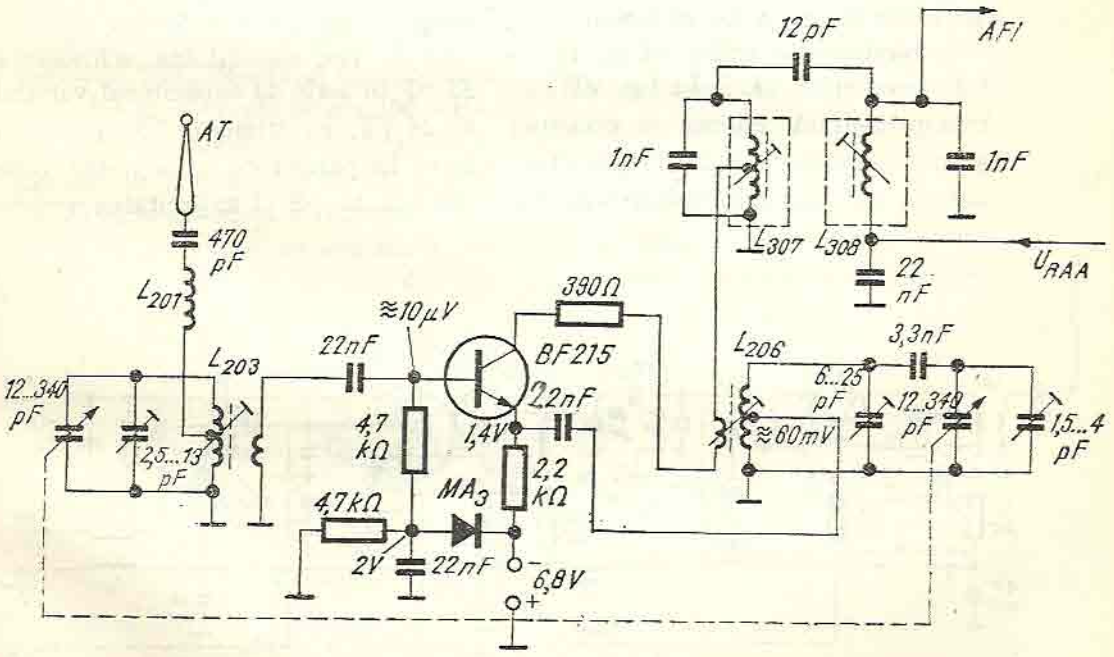
Pentru eliminarea radiației oscilațiilor locale în antenă, pot fi adaptate scheme cu compensarea radiației parazite.

În fig. VIII.15 autooscilatorul este de tipul cu cuplaj mutual (trafo) între colector și emitor, cu circuitul acordat în colector.

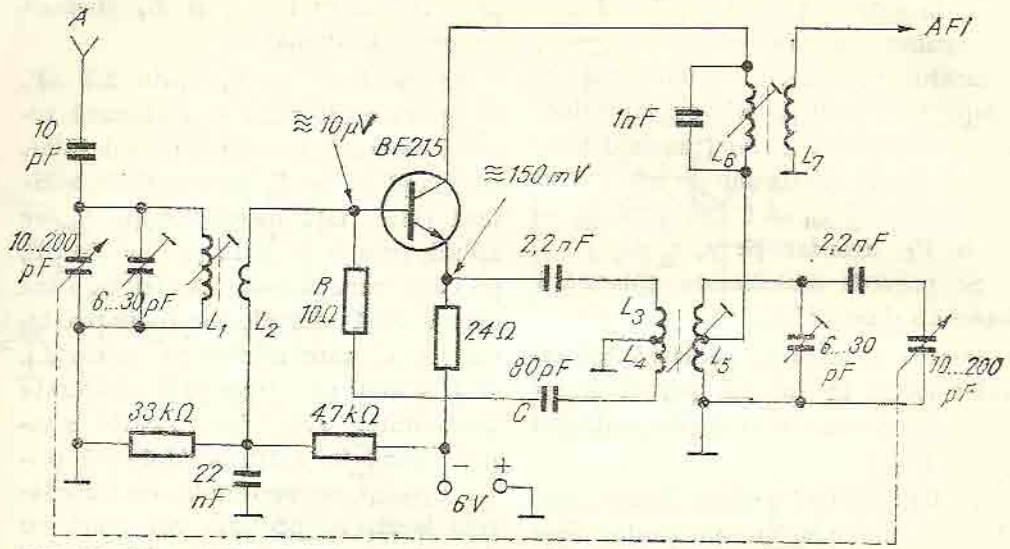
Cuplajul cu bobina din circuitul oscilant de acord (L_5) este realizat prin inductanțele L_3 și L_4 (bobină cu priză mediană).

Semnalul de pe L_3, prin 2,2 nF, se aplică emitorului și realizează reacția necesară întreținerii oscilațiilor. Semnalul de pe L_4, care este în antifază (180°) față de cel de pe L_3, se aplică, prin $R = 10\ \Omega$ și $C = 80$ pF, pe baza tranzistorului. Astfel, pe bază există două semnale ale oscilației locale: unul care ajunge pe calea L_4, R, C și unul care trece prin admitanța bază-emitor (R_{in}/C_{in}). Aceste semnale, fiind în antifază (datorită prizei L_3—L_4), se vor anula, deci oscilațiile locale de pe baza conectată cu antena prin circuitul de semnal vor fi neutralizate.

Pentru gama de 6...18 MHz, L_1 are 22 spire (Cu Em ⌀ 0,2), L_2 are 3



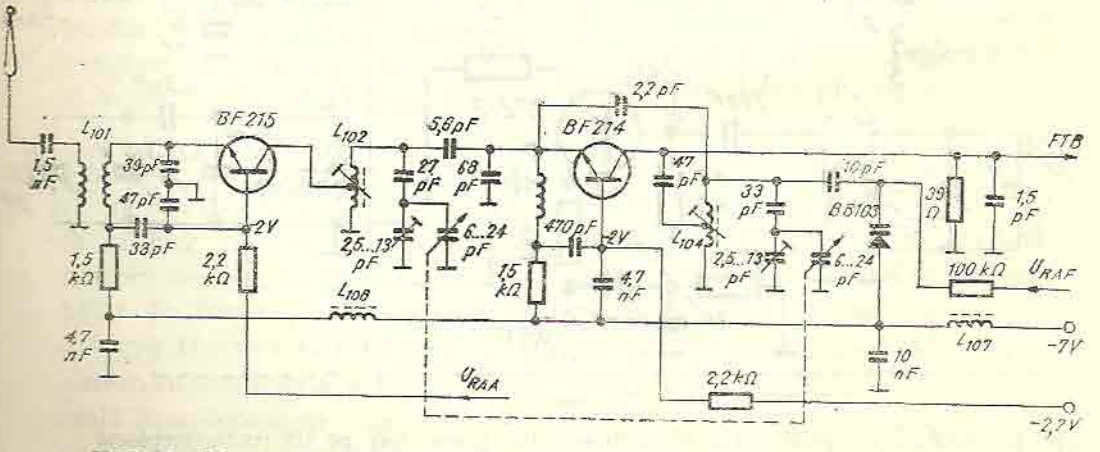
VIII.14. Schema de principiu a SF autooscilator (convertor) pe US (radioreceptorul „Mondial").



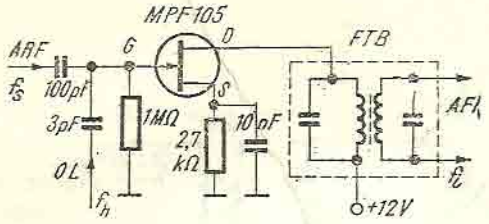
VIII.15. Schema de principiu a convertorului autooscilant cu compensarea radiației parazite a oscilațiilor produse.

spire (Cu Em ⌀ 0,3), L_3—L_4 are 2 × 15 spire (Cu Em ⌀ 0,2), L_5 are 20 spire, cu priză la 15 spire (Cu Em ⌀ 0,35). Miezurile de ferită au ⌀ 9 mm.

Convertorul se utilizează cu rezultate bune și în UUS. În fig. VIII.16 este prezentată schema de principiu a unui convertor în gama UUS. Oscilatorul, echipat cu tranzistorul BF 214, este într-un montaj cu reacție capacitivă $C = 2{,}2$ pF colector-emitor. Circuitul oscilant, care determină frecvența oscilațiilor, este format din: bobina L 104, capacitatea echivalentă 33 pF în serie cu capacitorul variabil 6...24 pF, cu trimerul 2,5...13 pF și totul în paralel cu capacitatea echivalentă 10 pF și capacitatea varica-



VIII.16. Schema de principiu a SF autooscilator în UUS (radioreceptorul „Gloria").



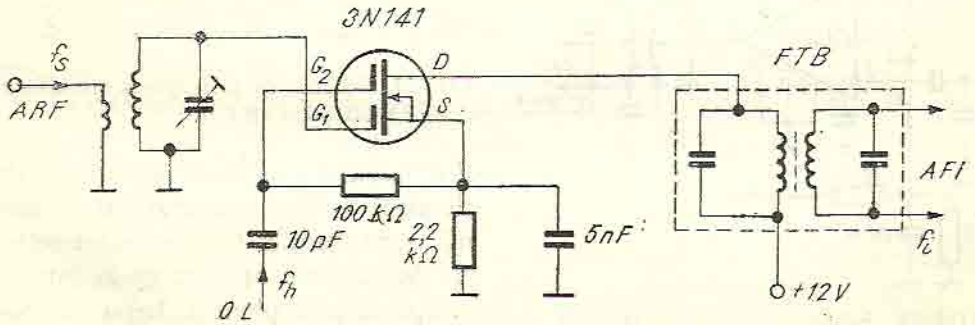
VIII.17. Procedeul aditiv de amestec. Etaj SF cu TEC.

pului BB 103 (pentru CAF). Semnalul de recepție, amplificat de tranzistorul BF 215 și selectat de circuitul oscilant din colector, este aplicat printr-un divizor capacitiv 5,6 pF și 68 pF, pe emitorul tranzistorului din etajul de amestec.

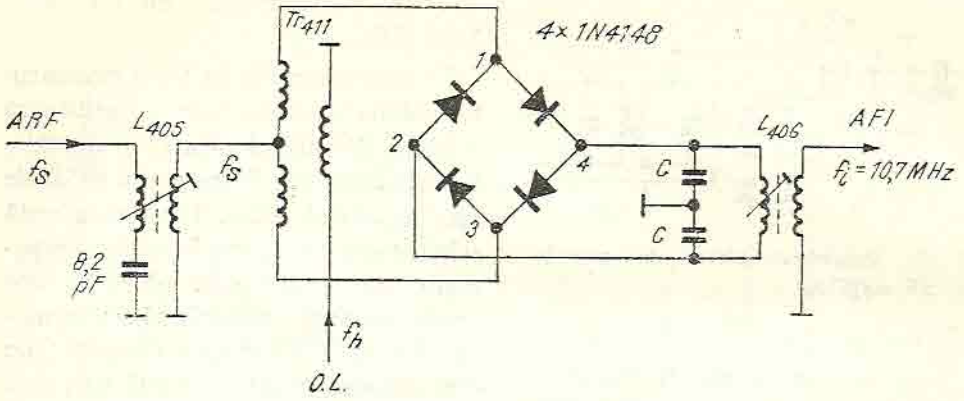
Pentru obținerea unor performanțe mai bune, în special pentru îmbunătățirea zgomotului etajului, este utilizat tranzistorul cu efect de cîmp TEC. În fig. VIII.17 este prezentată schema de principiu a unui schimbător de frecvență — procedeul aditiv — cu TEC. Montajul funcționează bine pînă la frecvențe de cca 100 MHz, are zgomot redus și impedanță mare de intrare. În scopul unei izolări și mai bune dintre circuitul de intrare și circuitul oscilatorului, se utilizează, cu rezultate foarte bune, schema din fig. VIII.18, prevăzută cu un tranzistor MOS TEC.

În unele montaje, în locul elementului neliniar — tranzistor, se utilizează diodele. Avantajul principal al etajelor schimbătoare de frecvență cu diode este zgomotul redus. Dacă se adoptă scheme simetrice, atunci unele componente (în special cele pare) se vor anula reciproc, micșorîndu-se zgomotul. În fig. VIII.19 este prezentat un etaj schimbător de frecvență cu patru diode (mixer simetric în inel). Semnalul oscilatorului local f_h este aplicat prin cuplaj inductiv, prin transformatorul simetric TR 411, punctelor 1—3 ale „inelului" cu diode; tot pe această cale este aplicat și semnalul de recepție f_s. Valoarea semnalului f_h este astfel aleasă ca diodele să lucreze în porțiunea de curbură pronunțată. Între punctele 2—4 ale „inelului" cu diode se obțin semnalele (combinațiile) de heterodinare, iar semnalul de frecvență intermediară va fi selectat de circuitul simetric L 406 cu priză pe capacitoarele C.

Dezavantajul etajelor cu diode (elemente pasive) este că nu au amplifi-



VIII.18. Procedeul aditiv de amestec. Etaj SF cu MOS TEC (cu două grile izolate).

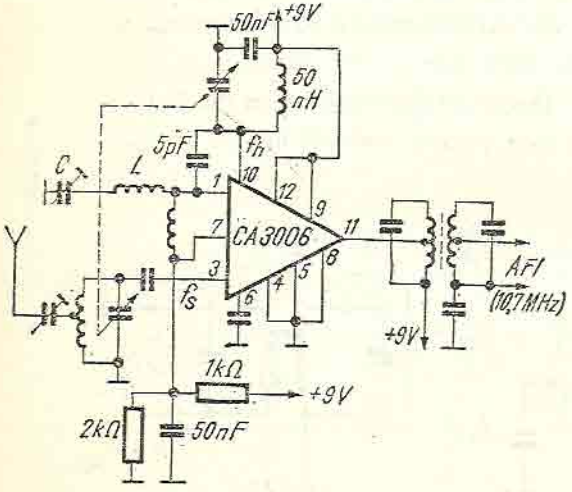


VIII.19. Etaj SF echipat cu diode (în inel).

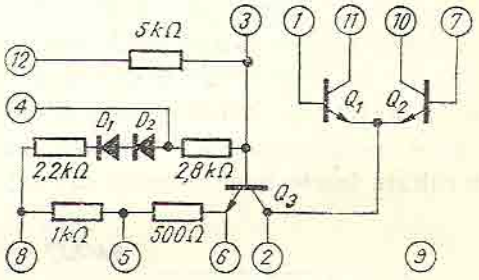
ficare, ele introducînd o anumită atenuare a semnalului. Utilizînd diode Schottky se obține o micșorare a atenuării și reducerea și mai pronunțată a zgomotului.

Dezvoltarea tehnologiei și fabricării circuitelor integrate a determinat introducerea acestora și în tehnica radioreceptoarelor. Avantajele esențiale ale circuitelor integrate sînt: performanțe radioelectrice ridicate, siguranță mărită în funcționare, miniaturizare, preț de cost redus etc. În fig. VIII.20 este prezentat un etaj schimbător de frecvență în domeniul UUS, cu circuitul integrat, CA 3006 (RCA).

Schema de principiu a circuitului integrat este dată în fig. VIII.21. Oscilatorul local este echipat cu tranzistoarele Q_1 și Q_2 într-un montaj reacție prin emitor și cuplaj colector-bază.



VIII.20. Schema unui SF realizat cu circuitul integrat CA 3006 (R.C.A.) în UUS.



VIII.21. Schema de principiu a circuitului integrat CA 3006 (R.C.A.).

Frecvența de oscilație este dată de circuitul oscilant conectat în colectorul tranzistorului Q_2. Semnalul selectat de circuitul oscilant de la intrare se aplică, prin pinul 3, bazei tranzistorului Q_3. Curentul de emitor al

tranzistoarelor Q_1 și Q_2 va fi controlat (comandat) prin tranzistorul Q_3 și, prin urmare, de către semnalul de recepție. În colectorul tranzistorului Q_1 se află conectat filtrul de f_i. Un astfel de montaj este asemănător etajului schimbător de tip multiplicativ, specific etajelor cu tuburi electronice multigrile (hexode, heptode etc.), care se mai numește și *schimbător de frecvență cvasimultiplicativ*. Pentru evitarea oscilațiilor pe f_i, datorită cuplajului colector-bază $Q_2 - Q_1$, se conectează în baza tranzistorului Q_1 (pinul 1) un circuit de rejecție *LC*, acordat pe $f_i = 10{,}7$ MHz. Practic, pentru componentele de frecvență intermediară, baza lui Q_1 va fi la masă.

VIII.6. AMPLIFICATORUL DE FRECVENȚĂ INTERMEDIARĂ (AFI)

Semnalul de frecvență intermediară (care conține și modulația), la ieșirea din etajul schimbător de frecvență, are o valoare insuficientă pentru realizarea recepției în condiții corespunzătoare; amplificarea acestui semnal se realizează cu amplificatorul de frecvență intermediară (AFI).

Amplificatorului de frecvență intermediară i se impune amplificarea cea mai mare din receptor (fig. VIII.1c), el determinînd, practic, sensibilitatea receptorului. Pentru a se transmite benzile de modulație (care conțin informația) și de a atenua semnalele din canalele adiacente, AFI trebuie să asigure, într-o bandă corespunzătoare semnalului util, amplificarea selectivă. Din acest punct de vedere, AFI este un amplificator de bandă. În interiorul benzii, pentru evitarea distorsiunilor, semnalele trebuie amplificate cît mai uniform, AFI determinînd (în cea mai mare măsură) și fidelitatea electrică.

Amplificatorul de FI este realizat dintr-un lanț de amplificare care conține mai multe etaje (de obicei 2...3 etaje), echipate cu elemente cu proprietăți selective (circuite LC, filtre ceramice, magnetostrictive, integrate) și cu dispozitive active amplificatoare (tuburi electronice, tranzistoare etc.).

În unele cazuri, pentru amplificatorul de FI poate fi adoptată și o schemă de amplificator aperiodic (neselectiv) cu un filtru de bandă concentrat, la intrare, care stabilește convenabil caracteristicile de selectivitate și de bandă.

Principalii parametri calitativi ai amplificatoarelor de FI sînt:

— Amplificarea de tensiune (sau de putere), care trebuie să fie de cca 45...80 dB, în cazul receptoarelor MA și de cca 60—100 dB, în cazul receptoarelor MF;

— Selectivitatea față de canalul adiacent, care, la un dezacord de $\pm$ 9 kHz (recepția MA) este de cca 15...40 dB și la $\pm$ 300 kHz (recepția MF) de circa 20...50 dB;

— Banda de trecere — corespunzătoare unei scăderi a amplificării de 0,7 ori (3 dB) —, care este de cca 5...9 kHz în cazul unei recepții MA și de

150...200 kHz, în cazul unei recepții MF;

— Simetria caracteristicii de amplitudine-frecvență (a curbei de selectivitate), reprezentînd diferența dintre atenuarea la + 9 kHz și cea corespunzătoare la —9 kHz, trebuie să fie, de obicei, sub 6 dB. Efectul disimetriei caracteristicii de amplitudine este apariția distorsiunilor (fidelitate scăzută);

— Stabilitatea amplificării și a curbei de selectivitate în funcție de variațiile de temperatură și de tensiune de alimentare. Această calitate a AFI este dependentă de tipul tranzistoarelor folosite (y_{12}) și de circuitele de neutrodinare prevăzute.

O problemă deosebit de importantă o constituie alegerea valorii frecvenței intermediare f_i, pe care va fi acordat AFI.

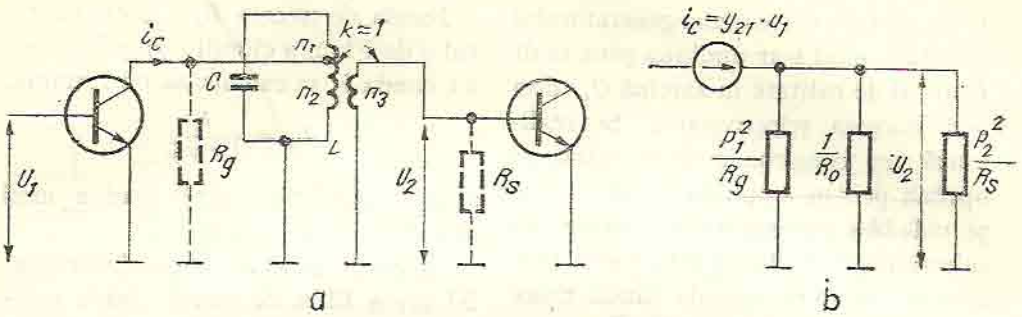
În cazul unei valori mici a f_i (110 kHz), selectivitatea față de canalul adiacent va fi bună, în schimb selectivitatea față de frecvența imagine (f_{imag}) va fi mai slabă. Dacă valoarea frecvenței intermediare este mare (1 800 kHz), se obține o bună selectivitate față de frecvența imagine, însă scade selectivitatea față de canalul adiacent, banda de trecere a circuitelor din AFI fiind mare. Prin urmare, pentru valoarea frecvenței intermediare tebuie aleasă o soluție de compromis. Astfel, în cazul recepției MA se alege o valoare cuprinsă între 450... 480 kHz, iar pentru recepția MF (gama UUS), valoarea de 10,7 MHz.

Alegerea exactă a valorii f_i se face pornind de la criteriul evitării perturbațiilor de interferență, adică evitarea recepționării altor frecvențe perturbatoare în canalul util. Astfel, valoarea frecvenței intermediare nu trebuie să coincidă cu armonica a 2-a sau a 3-a a unui emițător de mare putere, situație în care AFI ar recepționa direct aceste armonice. De asemenea, trebuie evitată situația ca armonicele frecvenței intermediare să coincidă cu frecvența unor emițătoare puternice, deoarece, prin schimbarea frecvenței se pot recepționa aceste emisiuni. În fine, dat fiind multitudinea de semnale provenite de la antenă pot să apară interferențe datorită armonicelor oscilatorului local.

De exemplu, valoarea $f_i = 3 \times 155$ kHz $= 465$ kHz nu poate fi acceptată în zona din apropierea stației radio care emite cu frecvența de 155 kHz, sau $f_i = 470$ kHz, care are armonica a 2-a, $2f_i = 940$ kHz, dacă receptorul se află în apropierea unei stații din gama UM pe această frecvență.

VIII.7. AMPLIFICAREA, BANDA ȘI SELECTIVITATEA ETAJELOR DE FI

Pentru a se putea stabili numărul etajelor de amplificare din AFI, să analizăm posibilitățile în ce privește amplificarea și selectivitatea etajului de amplificare cu circuit simplu acordat. În fig. VIII.22 (a) este prezentată schema unui etaj cu circuit singular acordat. Circuitul *LC* este acordat pe



VIII.22. Schema simplificată a etajului FI cu circuit singular (a) și schema echivalentă (b).

frecvența intermediară și are la rezonanță conductanța echivalentă $G_0 = \frac{1}{\omega L \cdot Q_0} = \frac{\omega C}{Q_0}$, unde ω este pulsația frecvenței intermediare, $\omega = 2\pi f_i$, Q_0 este factorul de calitate în gol al circuitului. În paralel cu circuitul acordat, se află rezistența de ieșire a tranzistorului R_g, împreună cu rezistența de intrare a etajului următor R_s, transformate prin factorii p_1 și p_2. Astfel, conductanța de sarcină echivalentă a tranzistorului va fi:

$$G_s \frac{p_1^2}{R_g} + \frac{1}{R_0} + \frac{p_2^2}{R_s} = p_1^2 G_g + G_0 + p_2^2 G_s,$$

unde $p_1 = \frac{n_2}{n_1 + n_2}$ este factorul de priză al circuitului de colector și

$p_2 = \frac{n_3}{n_1 + n_2}$ este raportul de transformare cu circuitul de cuplaj inductiv (se consideră $k = 1$). În aceste condiții, amplificarea de tensiune a etajului (fig. VIII.22b) va fi:

$$A_u = \frac{U_2}{U_1} = \frac{y_{21}}{G_s} = R_s\, y_{21},$$

unde y_{21} este factorul de transfer direct al tranzistorului.

Banda de trecere la 3 dB va fi:

$$B = \frac{f_i}{Q_s},$$

unde $Q_s = Q_0 \cdot \frac{G_0}{G_s}$ este factorul de calitate în sarcină a circuitului. Se constată că $Q_0 > Q_s$ datorită efectului de amortizare al rezistențelor R_g și R_s.

Caracteristica de selectivitate este dată de relația,

$$\tau = \sqrt{1 + \beta^2 Q_s^2},$$

unde $\beta = \frac{f}{f_i} - \frac{f_i}{f} \simeq \frac{2\Delta f}{f_i}$ reprezintă dezacordul relativ.

Amplificarea este direct proporțională cu panta y_{21} a tranzistorului și cu rezistența echivalentă de sarcină:

$$R_s = R_0 \cdot \frac{Q_s}{Q_0}.$$

Pentru a se obține o rezistență echivalentă de sarcină optimă, rezistența de ieșire a tranzistorului și rezistența de intrare a etajului următor se adaptează la impedanța circuitului de acord, realizată prin procedeele cunoscute: priză pe bobină, divizor capacitiv, cuplaj prin inductanță (transformator) etc. Această adaptare nu se face în ipoteza obținerii maximului de ampli-

ficare de putere (teorema generatorului adaptat), cînd s-ar diminua prea mult factorul de calitate în sarcină Q_s, deci s-ar micșora selectivitatea. Se realizează un compromis între valoarea optimă pentru amplificarea de putere și valoarea optimă pentru obținerea selectivității. În fig. VIII.23 sînt prezentate cîteva circuite de bandă tipice utilizate în etajele de AFI.

În fig. VIII.23b este prezentat filtrul de bandă cu două circuite acordate, cu cuplaj prin inductanță mutuală (factorul de cuplaj k). La acest tip de filtru de bandă este utilizat cuplajul critic sau ușor peste critic. Adaptarea se face cu ajutorul prizelor pe bobine. În cazul filtrului de bandă cu două circuite acordate, cuplajul dintre cele două circuite de acord poate fi realizat și prin capacitatea C_f, circuitele fiind ecranate ($k = 0$) între ele (fig. VIII.23c).

Adaptarea cu etajul următor se poate realiza și printr-un divizor capacitiv C_1 și C_2 (fig. VIII.23d) sau printr-un cuplaj inductiv (cu transformator), cu ajutorul inductanței de cuplaj L_c (fig. VIII.23e).

În fig. VIII.23f este prezentat un filtru de bandă, unde adaptarea la circuitele amplificatorului se face prin inductanțe de cuplaj L_c (prin transformatoare), iar cuplajul dintre cele două circuite acordate, prin capacitatea de cuplaj C_f. Un cuplaj mixt, prin inductanța mutuală ($k \leqslant 0{,}5$) și prin transformator (L_c), este prezentat în fig. VIII.23g. În fig. VIII.23h filtrul de bandă (tip Cebîșev) are trei circuite acordate, cuplate între ele cu capacități de cuplaj C_f.

Banda de trecere B_n a amplificatorului de FI cu n circuite singulare care au banda b, se calculează cu formula:

$$B_n = \frac{b}{1{,}2\sqrt{n}}$$

și este mai mică decît banda unui circuit singular acordat.

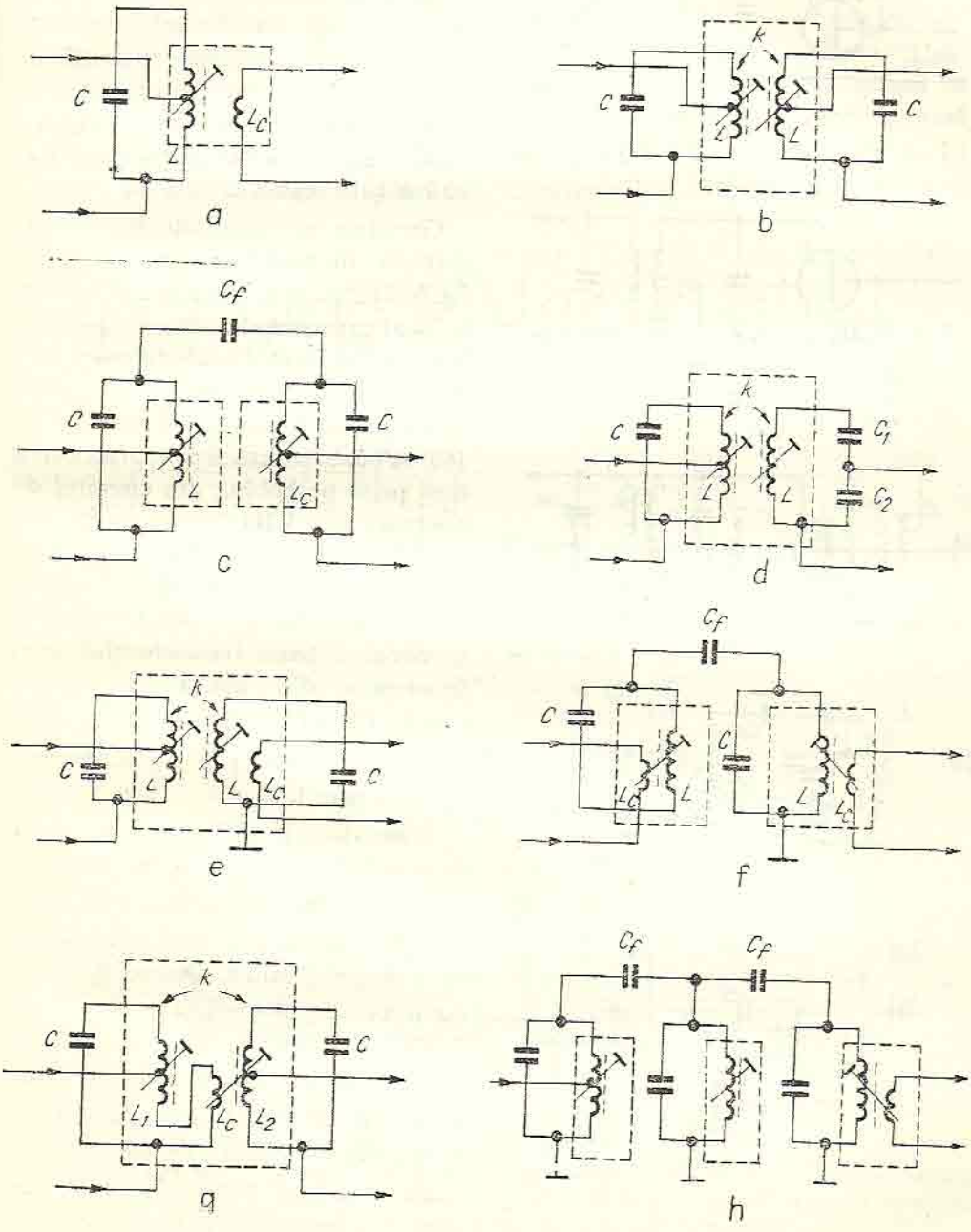
În cazul în care amplificatorul de FI are n filtre de bandă dublu acordate (de bandă b_f fiecare), banda globală B_n va fi dată de formula:

$$B_n \simeq \frac{b_f}{1{,}1\sqrt[4]{n}}.$$

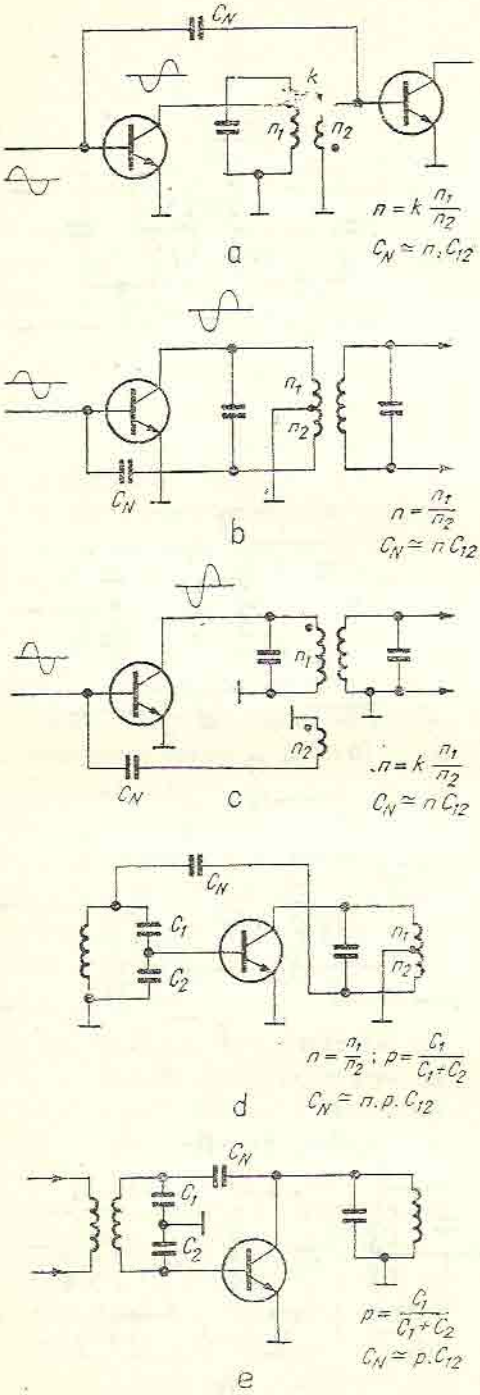
Filtrele de bandă, utilizate în AFI (fig. VIII.23), indiferent de structura lor, caută să realizeze compromisul cel mai bun dintre amplificarea maximă și caracteristica amplitudine-frecvență (selectivitate și bandă).

Toate considerentele făcute pînă acum asupra amplificatorului de FI nu au ținut seamă de reacția inversă a tranzistorului, adică de parametrul de admitanță inversă y_{12}. Prin admitanța inversă y_{12} a tranzistorului, o parte din semnalul (energia) de pe colector se întoarce pe baza acestuia. Curentul de reacție, care este facilitat de y_{12} produce: micșorarea amplificării, influența circuitului acordat din colector asupra circuitului din bază (în cazul realizării acordului), mărește asimetria curbei de selectivitate (în special la acționarea reglajului automat al amplificării) și micșorează stabilitatea etajului.

Pentru înlăturarea efectelor nedorite ale reacției invers ea tranzistorului, se practică neutrodinarea etajelor. Principiul neutrodinării constă în a aduce pe baza tranzistorului, din circuitul de colector, prin circuitul de



VIII.23. Circuite de bandă tipice utilizate în etajele AFI_s



VIII.24. Circuite de neutrodinare în etajele AFI.

neutrodinare, un curent egal ca valoare, și de semn opus (în antifază) cu cel care provine prin admitanța y_{12}. În această situație curentul sosit pe bază, prin y_{12}, va fi anulat de către curentul provenit prin circuitul de neutrodinare (sau neutralizare), realizîndu-se deci unilateralizarea tranzistorului, situație în care îl putem trata, fără a ține seamă de reacția inversă.

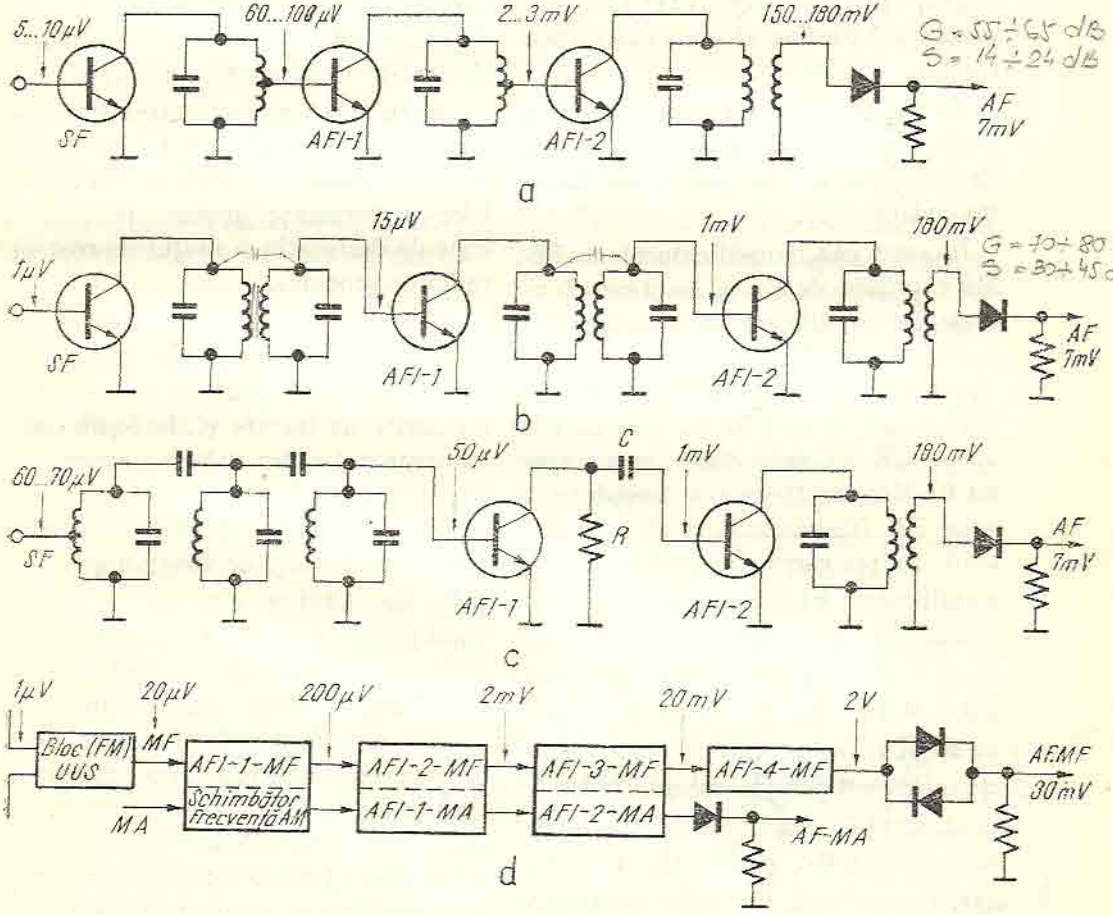
Circuitele de neutrodinare pot fi realizate în mai multe variante. În fig. VIII.24a, prin intermediul bobinei n_2 și al capacitorului de neutrodinare C_N, din circuitul de colector se aduce pe bază un curent egal și în antifază cu cel provenit prin y_{12}. Defazarea cu 180° se poate realiza și prin practicarea unei prize pe bobina din circuitul de colector, fig. VIII.24b și d. În fig. VIII.24c cuplajul și defazarea se realizează inductiv, cu ajutorul unei bobine cuplate. Defazarea se poate realiza și în circuitul bazei tranzistorului, prin practicarea prizei mediane pe capacitoarele C_1 și C_2; cuplajul cu circuitele de colector se face prin capacitorul de neutrodinare C_N.

Tranzistoarele utilizate mai recent în etajele de FI au valoarea reactanței inverse de transfer C_{12} de cca 2...6 pF, iar componenta rezistivă echivalentă, serie R_{12} neglijabilă. Din acest motiv, circuitele de neutrodinare prezentate în fig. VIII.24 nu conțin și o rezistență serie de neutrodinare. Dacă se ține seama și de capacitatea parazită a montajului (0,4...0,6 pF), care nu este neutrodinată, se poate afirma că etajele cu neutrodinare fixă sînt ușor subneutrodinate.

VIII.8. SCHEME BLOC ȘI DE PRINCIPIU ALE AMPLIFICATOARELOR DE FI

Numărul etajelor de amplificare depinde de amplificarea, banda și selectivitatea globală pe care trebuie s-o realizeze amplificatorul de FI.

În fig. VIII.25a este reprezentat un amplificator de FI, cu două etaje de amplificare și trei circuite singulare (de acord). Acest AFI are o amplificare de cca 55...65 dB și o selectivitate față de canalul adiacent de cca 14...24 dB. Schema bloc cea mai uzuală în radioreceptoarele AM este prezentată în fig. VIII.25b. Amplificatorul de FI cuprinde două etaje, cu două filtre de



VIII.25. Configurații uzuale ale AFI.
a. AFI-MA cu două etaje de amplificare și trei circuite singulare acordate.
b. AFI-MA cu două etaje, două filtre de bandă și un circuit singular acordat.
c. AFI-MA aperiodic cu filtru multiplu (trei poli — Cebîșev).
d. Schema bloc a AFI-MA/MF.

bandă (dublu acordate) și un circuit singular. Se obține astfel o amplificare de 70...80 dB și o selectivitate de 30...45 dB, cu o bună uniformitate a benzii de trecere. În unele radioreceptoare este adoptată următoarea soluție: selectivitatea și banda se obțin, în pondere, cu ajutorul unui filtru de bandă concentrat (de obicei cu trei poli), iar amplificarea de tensiune cu ajutorul unui amplificator aperiodic (cuplaj *RC*). În fig. VIII.25c este prezentată configurația unei asemenea soluții.

Radioreceptoarele de calitate mai bună sînt prevăzute și cu posibilitatea de recepționare a gamei de UUS (modulație MF).

În acest caz, amplificatorul de FI-MF cuprinde, de obicei, unul sau două etaje de amplificare în plus față de amplificatorul FI-AM. Această necesitate apare datorită faptului că amplificarea unui etaj FI-MF este cu cca 10...15 dB mai mică decît cea a etajului FI-MA, iar atenuarea demodulatorului FM (discriminatorului) este mai mare. Amplificarea mai mică a etajului amplificator FI-MF se explică prin faptul că banda de trecere (B_{FM} = = 200 kHz) și frecvența de lucru (10,7 MHz) sînt mai mari în raport cu FI-MA. În fig. VIII.25d este reprezentată configurația schemei bloc a unui amplificator de frecvență intermediară FI-MA și FI-MF. În acest caz, tranzistorul din etajul de amplificare este comun, diferind numai circuitele selective (filtrele de bandă).

Calea de AFI-MA este formată din două etaje de amplificare prevăzute de obicei cu filtre de bandă dublu acordate (vezi fig. VIII.25b).

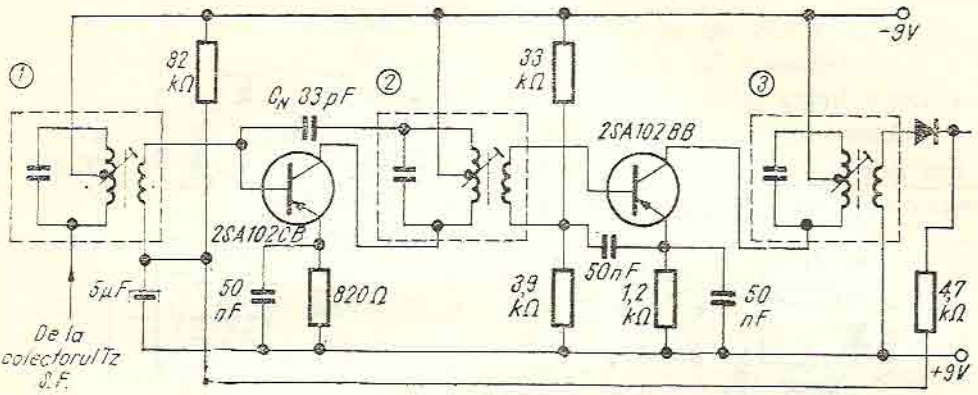
Calea de AFI-MF conține patru etaje de amplificare (AFI-MF 1—4) prevăzute cu filtre de bandă dublu acordate. În această configurație, tranzistorul din primul etaj este utilizat, în funcție de modul de recepție (MF sau MA), ca amplificator AFI-MF 1, sau în schemă de etaj SF. Se obține astfel, pentru partea de AFI-MF, o amplificare de cca 70...90 dB, o selectivitate de 20...50 dB la $\pm$ 300 kHz și o bandă de trecere de cca 150...200 kHz.

La stabilirea și proiectarea schemelor de principiu ale amplificatoarelor de FI se urmărește obținerea principalelor performanțe impuse, ținîndu-se cont de destinația și prețul de cost al radioreceptorului.

De obicei, pentru tranzistoare se alege conexiunea *EC*, care are avantajul unei amplificări mari, conferă rezistențe de intrare și de ieșire (ale tranzistoarelor) cu valori convenabile pentru cuplarea cu circuitele selective și dă posibilitatea unei bune stabilizări a punctului static de funcționare.

În fig. VIII.26 este prezentat un amplificator de FI-MA cu două etaje și trei circuite singulare acordate. Cuplajul dintre tranzistoare și circuitele acordate se face prin transformator. Se prevede neutrodinarea primului etaj cu C_N = 33 pF, defazarea pentru curentul de neutrodinare făcîndu-se pe priza bobinei din colector. Primul etaj are amplificarea controlată de tensiunea de reglaj automat al amplificării (RAA).

Amplificatorul de FI cu două filtre de bandă și un circuit singular, cu două



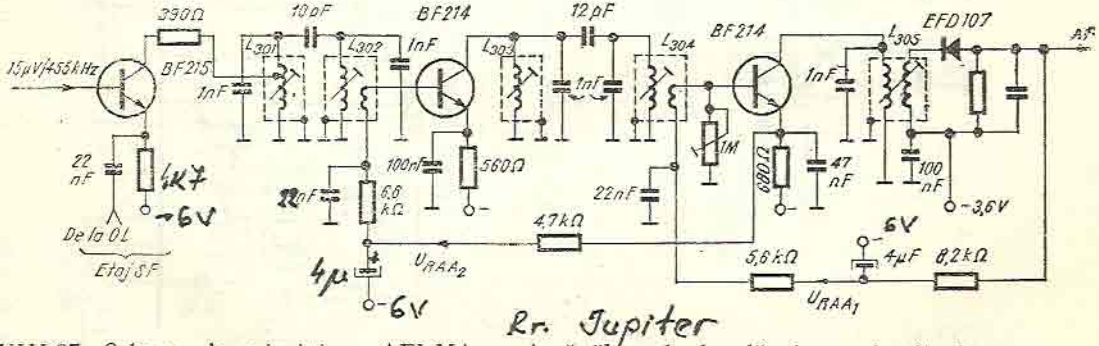
VIII.26. Schema de principiu a AFI-MA cu trei circuite singulare acordate.

etaje este prezentat în fig. VIII.27. Între circuitele acordate ale filtrelor de bandă există un cuplaj capacitiv. În această schemă tranzistoarele de IF (f_T mare), au parametrul y_{12} nesemnificativ, deci nu este necesară neutrodinarea etajelor. Ambele etaje au amplificarea controlată de tensiunea RAA.

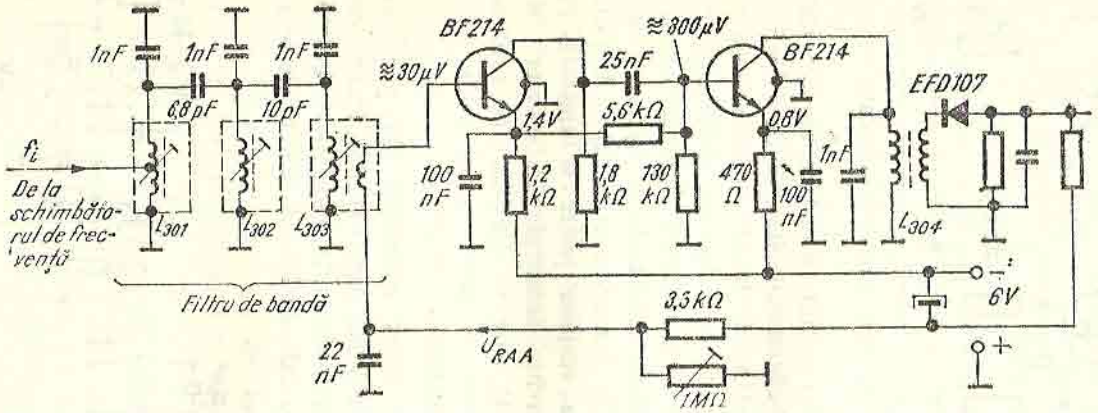
Schema unui amplificator de FI cu filtru de bandă multiplu (tip Cebîșev) conectat la intrare este prezentat în fig. VIII.28.

Primul etaj de amplificare este aperiodic (neselectiv), iar al doilea este prevăzut cu un circuit singular acordat. Filtrul de bandă este prevăzut cu trei circuite acordate, cuplate slab între ele cu capacitoarele de 6,8 pF și, respectiv, de 10 pF. Caracteristica de selectivitate a filtrului de bandă, împreună cu circuitul singular acordat, va determina banda de trecere și atenuarea canalelor adiacente. Amplificarea etajelor poate fi ajustată cu rezistența semireglabilă (trimer), de 1 M Ω, care va modifica punctul de funcționare (deci panta) celor două tranzistoare.

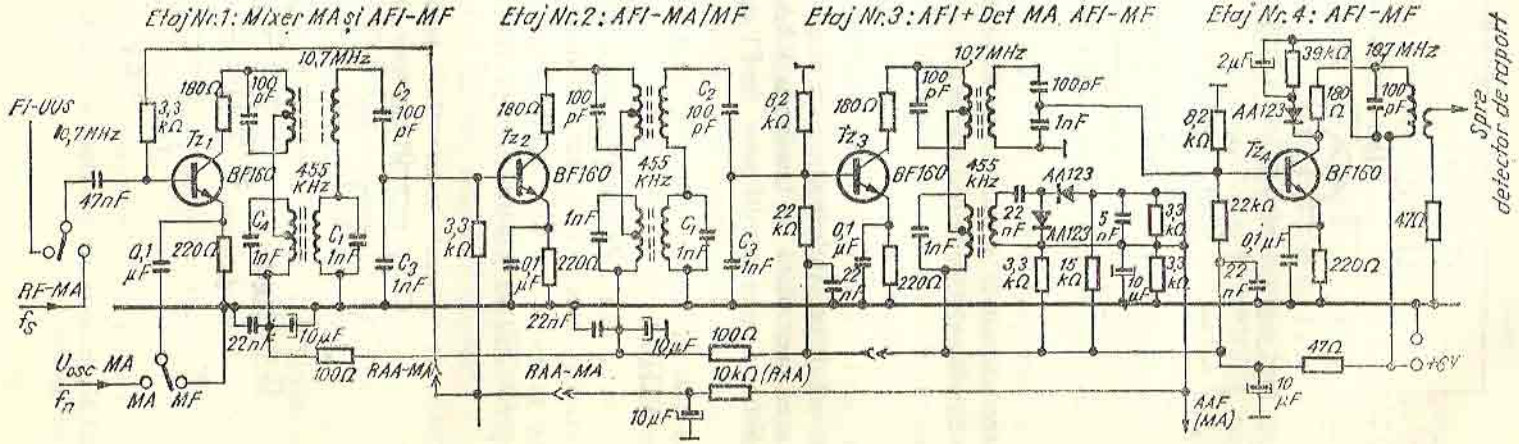
În cazul schemelor de principiu AFI/MA-MF (fig. VIII.29), tranzistoarele amplifică atît semnalele de FI-MA, cît și cele de FI-MF. Circuitele selec-



VIII.27. Schema de principiu a AFI-MA cu două filtre de bandă și un circuit singular acordat.



VIII.28. Schema electrică a AFI cu filtru de bandă multiplu (tip Cebîșev) și amplificator aperiodic.



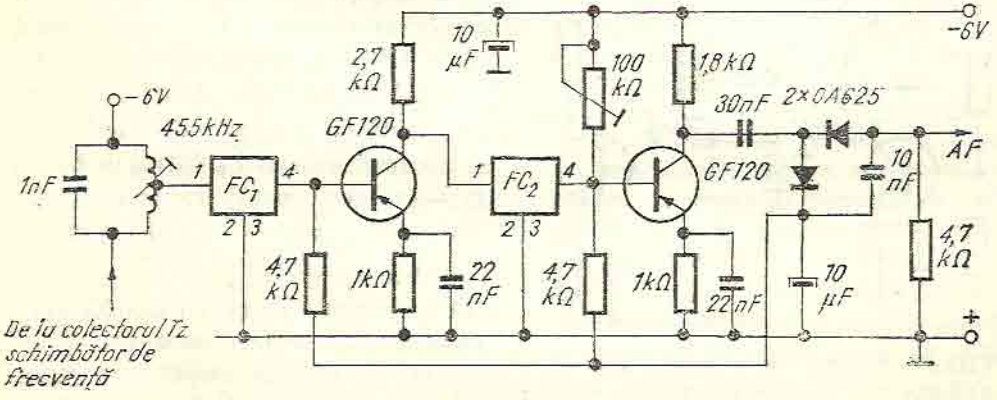
VIII.29. Schema electrică a unui AFI-MA/MF.

tive (filtrele de bandă) pentru FI-MA și FI-MF, conectate în serie, nu se influențează între ele, deoarece pentru *FI*-MF (10,7 MHz) reactanța capacitorului de acord (1 nF) a circuitului *FI*-MA este neglijabilă (scurtcircuit), iar pentru *FI*-MA (455 kHz) reactanța bobinei din filtrul *FI*-MF este neglijabilă (scurtcircuit).

Cuplajul dintre filtrele de bandă și baza tranzistoarelor se face prin divizor capacitiv C_2—C_3. Valorile acestor capacitoare trebuie judicios alese, deoarece ele determină și frecvența de acord; astfel, pentru filtrul de MF— $C_0 = \frac{C_1 \cdot C_2 \cdot C_3}{C_2 \cdot C_3 + C_1(C_2 + C_3)}$, iar pentru filtrul de MA — $C_0 = C_1 + \frac{C_2 \cdot C_3}{C_2 + C_3}$.

Se constată că în cazul MF, tranzistorul din primul etaj primește pe bază, prin intermediul unui comutator, semnalul de f_i-MF de la blocul de UUS și are rezistența de emitor (220 Ω) decuplată prin capacitorul de 0,1 μF, devenind amplificator. În cazul MA, semnalele de la circuitul de semnal ajung pe bază prin același comutator, iar pe emitor prin capacitorul de 0,1 μF semnalul de la oscilatorul local, etajul având astfel rolul de schimbător de frecvență.

Pentru simplificarea realizării constructive și a reglării radioreceptoarelor, s-au elaborat filtre ceramice (dispozitive piezoceramice), ale căror curbe de selectivitate sînt asemănătoare cu cele ale filtrelor *LC*. Filtrele ceramice sînt alcătuite din structuri piezoceramice, cu două rezonatoare cuplate între ele (forma H), având caracteristica de selectivitate foarte stabilă în funcție de variațiile de temperatură. Datorită lipsei elementelor de reglaj și gabaritului mic, filtrele ceramice sînt din ce în ce mai des utilizate în schemele AFI. În fig. VIII.30 este prezentată schema de principiu a unui amplificator de FI cu două etaje și două filtre ceramice FC_1 și FC_2, de tip SPF 455-9 (fabricație R.D.G.). Frecvența intermediară este de 455 kHz. Se poate constata simplitatea montajului, datorată lipsei

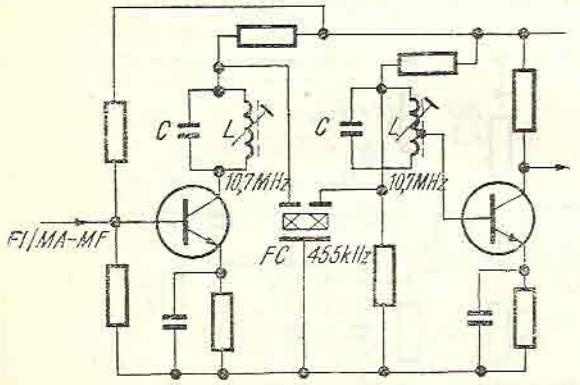


VIII.30. Schema de principiu a unui AFI-MA echipat cu filtre ceramice FC_1 și FC_2 (de tip SPF 455-9 RDG).

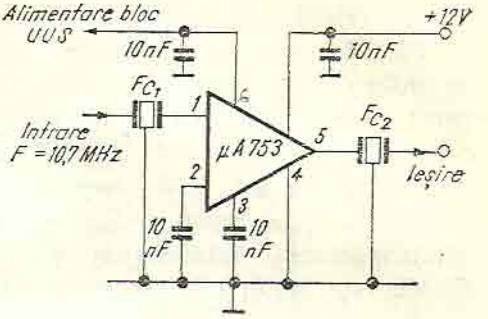
capacitoarelor de cuplaj între etaje (prin FC nu trece componenta de c.c.). Punerea la punct și reglajul întregului receptor se rezumă la realizarea alinierii schimbătorului de frecvență.

Filtrele ceramice realizate pentru AFI-MA pot fi utilizate, împreună cu filtre acordate pe FI-MF, obținîndu-se un amplificator de FI/AM-MF. În fig. VIII.31 este prezentat un etaj de amplificare FI/AM-MF echipat cu filtru ceramic FC pentru FI-MA și cu filtru LC pentru FI-MF. La $f_i = 10{,}7$ MHz filtrul de bandă este compus din două circuite oscilante, cuplate între ele prin capacitatea mică a filtrului ceramic FC, pentru $f_i = 455$ kHz, reactanța inductanțelor L este neglijabilă, iar selectivitatea este dată de FC.

În schemele din fig. VIII.30 și VIII.31 se poate remarca lipsa circuitelor de adaptare dintre tranzistor și FC, datorită faptului că impedanțele de intrare, respectiv ieșire ale filtrelor ceramice sînt realizate la valori ce le



VIII.31. Schema de principiu a etajului AFI-MA/MF cu filtru ceramic pentru FI-MA și filtru dublu acordat pentru FI-MF.

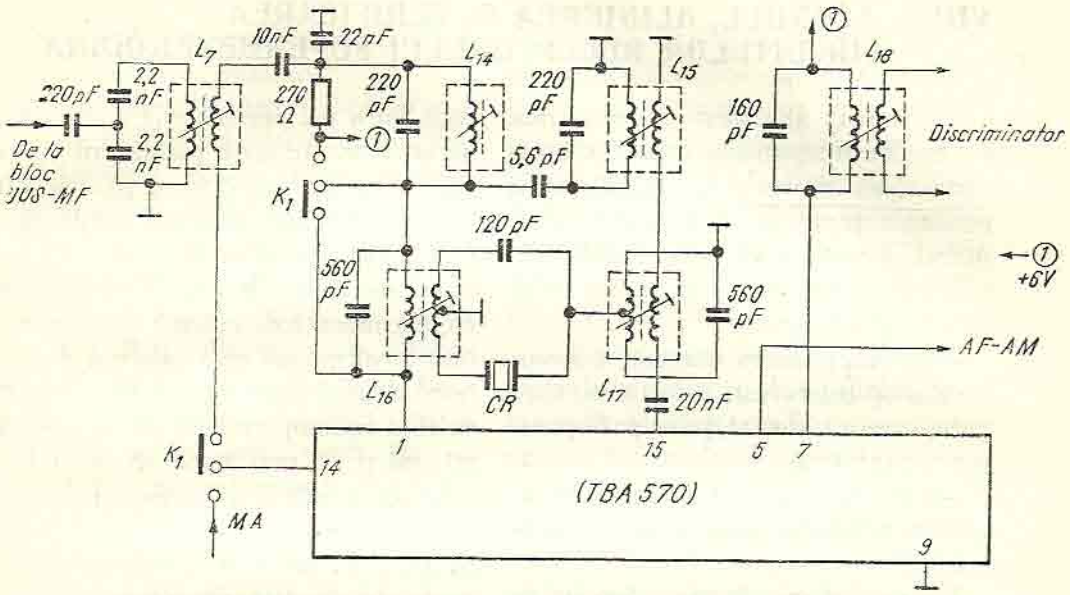


VIII.32. Etaj AFI-MF cu filtre ceramice și circuitul integrat μA 753.

fac compatibile de a funcționa în montaje cu tranzistoare și circuite integrate. În fig. VIII.32 este prezentată schema de principiu a unui etaj de amplificare FI-MF cu circuitul integrat μA 753 și două filtre ceramice, FC_1 și FC_2, pe 10,7 MHz.

Datorită existenței, în cadrul circuitului integrat (μA 753), a trei etaje de amplificare, cu schema de mai sus se poate obține un cîștig de cca 50 dB; un stabilizator de tensiune cu care este prevăzut circuitul integrat conferă o foarte bună stabilitate a amplificării. Tensiunea stabilizată de la pinul 6 va alimenta și blocul de UUS. Schema unui amplificator FI/MA-MF echipat cu circuitul integrat TBA 570, fabricat și de IPRS Băncasa, este prezentată în fig. VIII.33. Calea de AFI-MF este prevăzută cu trei etaje de amplificare și circuitul acordat L_7, filtrul de bandă L_{14}—L_{15} (cu cuplaj capacitiv între circuitele acordate —5,6 pF) și circuitul singular acordat L_{18}.

Cu ajutorul comutatorului K_1, semnalul FI-MF se introduce prin pinul 14 într-un etaj de amplificare (Q_7 și Q_8), filtrul FI-MA fiind scurtcircuitat. În cazul recepției în MA, Q_7 și Q_8 con-



VIII.33. Amplificator FI-MA/MF cu circuit integrat TBA 570.

stituie etajul de amestec. În cazul funcționării ca AFI-MA, filtrul FI-MF se scurtcircuitează prin K_1, iar prin pinul 14 se aduce semnalul de recepție la etajul de amestec MA. AFI-MA — conține un filtru de bandă complex, format din circuitele acordate L_{16} și L_{17}, cuplate între ele prin intermediul unui rezonator ceramic (filtru ceramic) *CR*, obținîndu-se astfel caracteristica de selectivitate dorită.

În amplificatoarele FI-MF, în scopul reducerii modulației parazite de amplitudine, deci a zgomotului, unul sau mai multe etaje au rolul de amplificator limitator.

ARMSTRONG, Edwin Howard (n. 18 dec. 1890, New York — m. 1 febr. 1954, New York), inginer electronist american. După terminarea studiilor la Universitatea Columbia (1913), rămîne aici ca asistent la catedra de inginerie electrotehnică, devenind profesor în 1936.

Perioada de cercetător, începută în 1914 la Laboratorul M. Hartley al Universității, sub conducerea lui Pupin se dovedește a fi cea mai fecundă și plină de realizări remarcabile. Deja inventase, în 1913, un tip de radioreceptor cu reacție (v. Cine a inventat reacția?). Realizarea, în 1918, a receptorului superheterodină (după unii istorici aparținînd lui L. Levy) a însemnat impunerea radioreceptoarelor în forma existentă și astăzi. Se dedică apoi studiului undelor scurte și, după 1922, modulației de frecvență. Preluînd ideile valoroase ale lui J. Carson, stabilește, printr-un complex de lucrări, că modulația de frecvență asigură cea mai bună stabilitate a transmisiilor. Impune modulația de frecvență în radiocomunicații (radiodifuziune și radiocomunicații militare). Pentru meritele sale în domeniul radiotehnicii, Uniunea Internațională de Telecomunicații a decis includerea sa printre cei 20 oameni de știință ce formează „Pantheonul" Uniunii.

(Vasile Văcaru)

VIII.9. ACORDUL, ALINIEREA ȘI VERIFICAREA CIRCUITELOR RECEPTORULUI SUPERHETERODINĂ

Acordarea, alinierea și verificarea circuitelor receptorului urmăresc obținerea (sau controlarea) principalelor performanțe calitative ale receptorului. Aceste operații se execută atunci cînd:

— receptorul este nou construit și trebuie pus la punct;

— în funcționarea normală a receptorului a intervenit defectarea unor piese care au afectat principalii parametri calitativi.

— este necesară verificarea funcționării normale (în parametri) a receptorului.

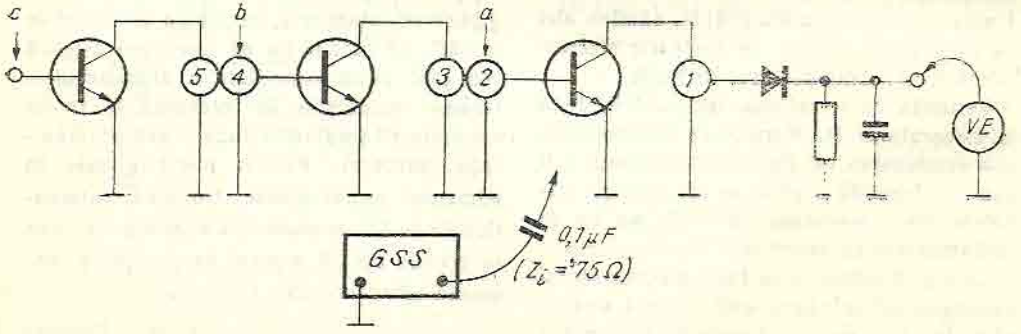
Practica efectuării operațiunilor de acord și aliniere este legată, în general, de complexitatea instrumentelor de măsură și control aflate la dispoziție.

Indiferent de etajul care urmează să fie supus acordului, prima operațiune de importanță fundamentală este verificarea regimului de c.c. Principalii parametri ai tranzistoarelor depind de curentul de colector ai acestora. Abaterea curentului de colector de la valoarea normală, determinată de un regim de polarizare necorespunzător, atrage după sine modificarea amplificării (prin parametrul y_{21}), a curbelor de selectivitate (prin parametrii y_{11} și y_{22}), a neutrodinării (prin parametrul y_{12}) și a nivelului tensiunii oscilațiilor locale (prin parametrii y) etc. Verificarea regimului de c.c. se efectuează cu instrumente de măsură corespunzătoare, voltmetrul cu rezistență de intrare cît mai mare ($R_{in} > 10...20$ k Ω/volt) și miliampermetrul cu rezistență internă și cît mai mică ($R_i \leqslant 10$ Ω).

După verificarea (eventual corectarea) regimului de c.c. al montajului se trece la acordul circuitelor rezonante, în următoarea ordine:

VIII.9.1. Acordul circuitelor din AFI

Operațiunea de acord a circuitelor selective din AFI se face în condițiile existenței reacției interne a tranzistorului, fapt ce determină ca acordarea să înceapă cu ultimul circuit selectiv (de la demodulator). De asemenea, reducerea influenței dintre circuitele selective se face prin dezacordarea sau amortizarea puternică a circuitului selectiv anterior (fig. VIII.34).



VIII.34. Acordul unui AFI-MA.

Practic, acordul în cazul AFI-MA se face în modul următor:

— La ieșirea din detector (pe grupul de detecție) se conectează un voltmetru electronic VE (R_{in} foarte mare și capacitate de intrare mică) de AF.

— La punctul cald al circuitului anterior 2 (pct. a), din generatorul de semnale standard — GSS, se aplică prin 0,1 μF (pentru separarea componentelor de c.c.) un semnal cu frecvența intermediară, modulat cu o frecvență audio (400...1 000 Hz și m = 30%). Se acționcază elementul de reglaj (ferita din circuitul 1) cu ajutorul unei șurubelnițe de reglaj (material paramagnetic), pînă cînd se obține o indicație maximă a VE.

Generatorul GSS, avînd impedanța (rezistența) de ieșire mică (60...75 Ω) va amortiza puternic circuitul 2, condiție absolut necesară. În cazul (rar întîlnit) în care generatorul are o impedanță de ieșire mare este necesară dezacordarea, prin conectarea unui capacitor de 10...50 nF pe circuitul unde se aplică semnalul (nr.2).

— Se aplică un semnal din GSS pe circuitul 4 pct. *b*, se reglează întîi circuitul 2 apoi 3, pentru indicația maximă a VE.

— Se aplică un semnal din GSS pe circuitul din bază pct. *c* și se reglează întîi circuitul 4 apoi 5, pentru indicația maximă a VE.

Observații:

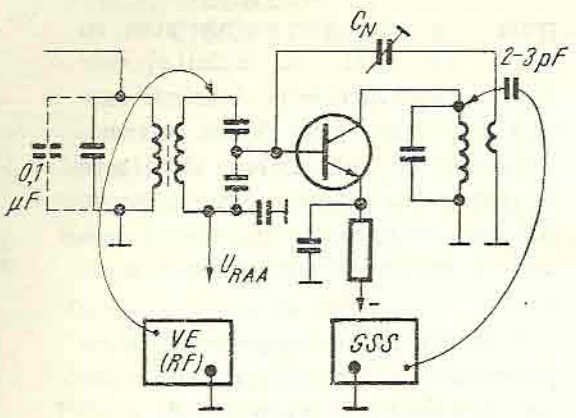
1. Pe măsura efectuării acordului (punctele *b* și *c*), se va ține seama de valoarea tensiunii semnalului aplicat, care trebuie să fie corespunzător punctului respectiv. Dacă tensiunea RAA pune probleme (în ceea ce privește polarizarea etajelor), se va avea în vedere posibilitatea suprimării ei; este indicat să se lucreze cu tensiuni date de GSS cît mai mici. Valoarea tensiunii, dată de GSS, trebuie să asigure la ieșirea din detector o tensiune de AF, care amplificată, cu butonul „volum" la maxim, să dea puterea standard $P = 50$ mW.

2. Pentru ca măsurătorile să nu fie perturbate în timpul acordului, este necesară deconectarea bornei de antenă sau dezacordarea antenei de ferită cu un capacitor de 10...50 nF. În unele situații este utilă întreruperea oscilațiilor locale (prin amortizare sau dezacordul circuitului oscilatorului).

3. Obținerea maximului indicației VE nu înseamnă întotdeauna o acordare corectă. Evidențierea „acordului fals" se face, mai ales la bobinele de tip mai vechi, cu ajutorul unei sonde de verificare. Aceasta este un bastonaș izolant, care are la un cap un miez de alamă și la celălalt un miez de ferită. În cazul unui acord corect, prin introducerea unuia dintre miezuri (alamă sau ferită) în interiorul bobinei acordate, indicația VE se va micșora. În cazul „acordului fals", prin introducerea miezului de ferită, indicația VE va crește. În această situație, bobina sau capacitorul de acord sînt defecte.

— Se verifică simetria curbei de selectivitate prin modificarea cu ± ± (4...5 kHz) a frecvenței generatorului față de f_i, dacă curba este simetrică indicațiile VE sînt egale; în caz contrar se reface acordul.

— Verificarea neutrodinării, principala cauză a asimetriei pronunțate a curbei de selectivitate, se face cu aju-



VIII.35. Verificarea neutrodinării etajului AFI.

torul generatorului GSS nemodulat și cu VE de RF (fig. VIII.35). Se aplică prin 3...5 pF din GSS semnal pe f_i, de nivel maxim (0,5...IV), în circuitul de colector; cu VE de RF, conectat în circuitul din bază, se urmărește indicația acestuia. Se reglează C_N astfel ca indicația VE să fie minimă. Pentru a elimina influența circuitelor alăturate, acestea se dezacordă cu 0,1 μF.

Acordul AFI-FM se face în aceeași manieră cu următoarele deosebiri:

— Pentru măsurarea cu VE de joasă frecvență se prevede o sondă detectoare, iar măsurarea se face pe capătul cald al bobinei ultimului circuit acordat;

— Verificarea simetriei curbei de selectivitate se face cu un dezacord al generatorului de ± (75...80) kHz;

— Datorită frecvenței ridicate a f_i = = 10,7 MHz, toate legăturile dintre circuite și instrumentele de măsură se vor face cît mai scurte.

După efectuarea acordului este utilă verificarea curbei de selectivitate odată cu variația tensiunii de alimentare a amplificatorului.

Metoda de acord, mai sus prezentată, este laborioasă și prezintă unele inconveniente (în special în cazul filtrelor de bandă cu cuplaj peste critic). O metodă mai precisă de acord se bazează pe vizualizarea caracteristicii de selectivitate; în acest caz sînt necesare aparate de măsură specializate cu care sînt dotate doar laboratoarele profesionale.

În cazul în care la intrarea (borna de antenă) în receptor există circuite de absorbție (rejecție) a frecvenței intermediare, acestea vor fi și ele acordate pe valoarea f_i, pe care a fost acordat AFI.

VIII.9.2. Acordul și alinierea circuitelor oscilatorului local (OL) și de semnal

Principalele aspecte ale problemei acordului și alinierii au fost discutate în paragraful VIII.4.

Operațiunile de acord și aliniere se realizează în două etape:

a) acordarea corectă a frecvenței generată de către oscilatorul local, adică aducerea corectă a posturilor în gama de recepție;

b) acordarea circuitelor de intrare pentru obținerea sensibilității și a atenuării frecvenței imagine.

a) Din relația: $f_i = f_h - f_s$, rezultă: $f_h = f_i + f_s$. Se calculează frecvențele f_1, f_0 și f_2 de aliniere corectă (fig. VIII. 7), date de relațiile lui Mohrmann, care vor fi cele trei puncte de aliniere de pe scală. Uneori, aceste puncte sînt indicate pe scală de către fabrica producătoare.

— Se stabilesc frecvențele oscilatorului local, f_{h1}, f_{h0}, și f_{2h}, corespunză-

toare frecvențelor de aliniere. Aceste frecvențe, fie se măsoară cu frecvențmetrul, fie se substituie (frecvențele generate de etajul OL) cu un GSS. Se acționează miezul bobinei din circuitul oscilatorului local, pentru obținerea frecvenței f_{h1} — capătul inferior al gamei, apoi trimerul, iar pentru obținerea frecvenței f_{h2} — capătul superior al gamei. Operațiunea se repetă succesiv, din aproape în aproape. În continuare se verifică frecvența f_{h0} din porțiunea din mijlocul gamei: dacă f_h este mai mic ca f_{h0}, atunci înseamnă că paderul este mai mare decît valoarea corectă, deci valoarea lui se va micșora corespunzător; dacă f_h este mai mare decît f_{h0}, paderul este mai mic decît valoarea corectă, deci se va mări la valoarea corespunzătoare. După ce s-a obținut f_{h0}, se retușează capetele benzii (f_{h1} și f_{h2}), alinierea fiind corect efectuată.

— Se verifică, cu ajutorul unui VE de RF variația nivelului tensiunii în gamă, fiind de dorit ca aceasta să fie cît mai constantă (sub 3 dB).

— Este utilă vizualizarea, cu ajutorul osciloscopului catodic, a formei sinusoidale a oscilațiilor; în cazul unei forme mult distorsionate a semnalelor se va corecta regimul de lucru și se va reface cuplajul din bucla de reacție a etajului oscilator.

b) Acordul circuitelor de RF, de semnal, la intrarea în receptor se face cu ajutorul GSS, conectat la borna de antenă prin intermediul antenei artificiale sau printr-o buclă cuplată cu antena de ferită.

Antena artificială este un cuadripol aperiodic (nerezonant) care simulează, cu o oarecare aproximație, caracteristica de impedanță a antenei de recepție. În general, schema electrică a antenei artificiale este dată de producător. Dacă nu avem o antenă artificială, atunci, pentru domeniul UL și UM, se cuplează generatorul printr-un dipol format din $R = 270\ \Omega$ și $C = 150$ pF, iar pentru domeniul US, printr-o rezistență egală cu R_i a generatorului (cca 60...75 Ω).

— Se aplică din GSS semnale modulate, corespunzătoare domeniului $f_{s\,min}$ și $f_{s\,max}$, ale gamei respective și, cu ajutorul VE, se urmărește indicația respectivă la ieșirea din demodulator.

— În domeniul $f_{s\,min}$, se acționează miezul bobinei pentru a obține indicația maximă la VE, iar în domeniul $f_{s\,max}$ se acționează trimerul, pentru a se obține indicația maximă la VE. Operațiunea se repetă succesiv, pînă la acordul corect.

— Se verifică acordul corect în raport cu frecvența imagine f_{imag}. Se stabilește frecvența dată de GSS la valoarea $f_{imag} = f_s + 2f_i$; acordînd receptorul (prin butonul de acord) pe această frecvență, indicația VE trebuie să scadă. Această verificare este necesară în special în gamele de US.

— Se controlează, cu sonda de verificare, corectitudinea acordului (similar ca la acordul AFI).

— În gama UUS acordul circuitului de intrare se face respectînd prescripțiile date de producător. De obicei, aici se face un compromis între acordul de adaptare la zgomot al tranzistorului și cel dintre impedanța de intrare și

impedanța antenei (300 sau 75 Ω). Circuitul din colectorul tranzistorului amplificator de radiofrecvență se face similar cu acordul circuitelor de semnal.

După terminarea operațiunilor de acord și aliniere se trece la măsurarea parametrilor (indicilor) calitativi ai radioreceptorului.

VIII. 10. PERFORMANȚELE RADIORECEPTOARELOR

Calitatea semnalului recepționat depinde de performanțele sau indicii calitativi ai radioreceptorului.

Principalii indici calitativi, pe care îi prezentăm, se referă la funcțiile radioreceptorului.

VIII.10.1. Sensibilitatea

Capacitatea receptorului de a recepționa, în condițiuni normale, semnale radio de intensitate mică este, cantitativ, de două feluri:

a) *Sensibilitatea maximă.* Valoarea minimă a tensiunii semnalului de la intrare (la borna de antenă) care, atunci cînd toate reglajele de amplificare sînt pe poziția maximă, asigură la ieșire (bornele difuzorului) o anumită putere. De obicei, puterea de ieșire se consideră $P = 50$ mW. Sensibilitatea maximă S_{max} exprimă amplificarea maximă a receptorului pentru obținerea puterii de ieșire respective:

$$S_{max} = \frac{\sqrt{PR_s}}{A_{max}},$$

unde: P este puterea de la ieșirea receptorului (de la bornele difuzorului) R_s este rezistența de sarcină (a difuzorului), A_{max} este amplificarea maximă, globală a receptorului. Dacă considerăm: $P = 50$ mW, $R_s = 8\ \Omega$ și $A_{max} = 10\,000$ rezultă: $S_{max} = 63 \cdot 10^{-6}$ V $= 63\ \mu$V.

b) *Sensibilitatea limitată de zgomot.* Valoarea minimă a tensiunii de la intrare, necesare obținerii unui anumit raport semnal/zgomot. Acest indice calitativ arată limita inferioară a sensibilității maxime, atunci cînd se impune un raport semnal/zgomot dat, dependent de zgomotul propriu al receptorului. Dacă receptorul produce o tensiune de zgomot E_z (dată, în principal, de tensiunea de zgomot a primului etaj), atunci, pentru obținerea la ieșire a unui raport semnal/zgomot r, avem așa-numita sensibilitate limitată de zgomot S_z, dată de formula: $S_z = rE_z$.

Dacă $E_z = 1\ \mu$V și se impune un raport semnal/zgomot de 10 (20 dB), atunci rezultă $S_z = 10\ \mu$V. La un receptor dat, cu cît se impune un raport semnal/zgomot mai mare, cu atît sensibilitatea limitată de zgomot va fi mai mică.

VIII.10.2. Selectivitatea față de canalul adiacent (S_a)

Proprietatea receptorului de a atenua semnalele din canalele alăturate. Ea se exprimă prin mărimea atenuării la un ecart de ± 9 kHz, în cazul MA, și de ± 150 kHz, în cazul MF. Selectivitatea față de canalul adiacent este dată de filtrele de bandă din amplificatorul de FI. Cantitativ, este determi-

nată de variația, în funcție de frecvență, a valorii semnalului de intrare U_s, pentru obținerea puterii de ieșire constante $P = 50$ mW. Dacă semnalul pe frecvența canalului util este U_s, iar cel pe frecvențele de dezacord de ± 9 kHz (± 150 kHz) este U_a, atunci selectivitatea poate fi stabilită cu formula:

$$S_a = 20 \lg \frac{U_s}{U_a} \text{ [dB] pentru } P = 50 \text{ mW(ct)}.$$

Dacă: $U_s = 100$ μV și $U_a = 1$ mV rezultă $S_a = -20$ dB.

Odată cu măsurarea selectivității în raport cu canalul adiacent se verifică și asimetria curbei de selectivitate, adică se stabilește valoarea tensiunii U_a, la $+9$ kHz o notăm U'_a, la -9 kHz o notăm U''_a, relația:

$$A = 20 \lg \frac{U'_a}{U''_a} \text{ [dB]} \quad (A < 6 \text{ dB})$$

ne dă asimetria curbei de selectivitate, care, în mod normal, trebuie să fie sub 6 dB.

VIII.10.3. Selectivitatea față de frecvența imagine (S_{imag}).

Proprietatea receptorului de a atenua semnalul cu frecvența imagine, corespunzător semnalului util. Această performanță este determinată de selectivitatea circuitelor de radiofrecvență (de semnal) de la intrarea receptorului (eventual și al circuitelor amplificatorului de RF dacă acesta există). S_{imag} trebuie analizată la capătul superior al benzii de frecvențe, unde selectivitatea circuitelor de RF este mai mică. Numeric, față de frecvența imagine selectivitatea se stabilește prin raportul dintre valoarea semnalului util U_s, care produce la ieșirea din receptor puterea de 50 mW, și valoarea semnalului de frecvență imagine U_{imag}, care produce aceeași putere și se stabilește cu relația:

$$S_{imag} = 20 \lg \frac{U_s}{U_{imag}} \text{ [dB]}.$$

VIII.10.4. Selectivitatea față de frecvența intermediară (S_{fi}).

Capacitatea receptorului de a atenua semnalele care au frecvențe apropiate de frecvența intermediară și a căror prezență ar duce la apariția perturbațiilor de interferență (fluierături și distorsiuni). Practic, se realizează prin introducerea la intrarea în receptor a unor circuite de rejecție, acordate pe f_i, ecranarea corespunzătoare a circuitelor oscilante de AFI, alegerea corespunzătoare a valorii frecvenței f_i etc.

Numeric, se deduce ca în cazul selectivității față de frecvența imagine.

VIII.10.5. Gamele de lungimi de undă (sau frecvențe) recepționate

Receptorul este prevăzut cu una sau mai multe game de lungimi de undă delimitate de frecvența minimă f_{min} și frecvența maximă f_{max} a gamei respective. În radiodifuziunea sonoră se folosesc următoarele game și subgame de frecvențe:

UL — Unde lungi: 2 000 m...1 050 m (150...285 kHz);

UM — Unde medii: 570 m...185 m (525...1 605 kHz);

US — Unde scurte, cu subgamele:
49 m (5,95...6,2 MHz);
41 m (7,0...7,3 MHz);

35 m (8,5...8,7 MHz);
21 m (9,5...9,7 MHz);
19 m (15,1...15,4 MHz);
16 m (17,7...18 MHz);
13 m (21,5...21,7 MHz);
11 m (25,6...26,6 MHz);
UUS — Unde ultrascurte:
4,62...4,11 m (63...73 MHz).

În gama UL, UM și US se utilizează modulația de amplitudine (MA), iar în UUS, modulația de frecvență (MF).

VIII.10.6. Puterea maximă de ieșire (P_{max}).

Valoarea puterii maxime ce o poate debita receptorul pe difuzor la $f = 1\,000$ Hz, cu asigurarea unui factor de distorsiuni neliniare dat. Distorsiunile neliniare sînt produse, de regulă, de către etajele de putere și transformatoarele din amplificatorul de joasă frecvență.

Factorul de distorsiuni este dat de relația:

$$k = \sqrt{\frac{U_2^2 + U_3^2 + \ldots + U_n^2}{U_1^2}} \cdot 100\ (\%),$$

unde: U_1 reprezintă amplitudinea fundamentalei, iar $U_2 \ldots U_n$, amplitudinea armonicelor superioare.

De obicei se ia $k \leqslant 10\%$ la $f_m = 1\,000$ Hz, pentru care rezultă P_{max}.

VIII.10.7. Fidelitatea

Proprietatea receptorului de a reproduce cît mai exact (fidel) informația care a fost transmisă; caracterizează întregul lanț de transmisie a semnalului prin receptor, depinzînd de banda de trecere globală.

Banda de trecere reprezintă intervalul de frecvențe în care nivelul semnalului scade cu 0,7 (3 dB) față de valoarea semnalului corespunzător al frecvenței centrale (de acord). Se măsoară prin modularea semnalului de RF de la intrare cu frecvența f_m aparținînd domeniului $f_{m\,min}$ și $f_{m\,max}$, urmată de măsurarea nivelului acestor semnale la ieșirea din receptor.

În afara acestor performanțe (indici calitativi), strîns legate de funcțiile principale ale radiorecepției, mai există o serie de parametri care completează indicii calitativi analizați mai sus, cum ar fi: caracteristica de supraîncărcare, caracteristica de amplitudine (RAA), atenuarea modulației parazite de amplitudine în cazul recepției MF, siguranța în funcționare (de exploatare), diafonia între canale în cazul recepției semnalelor stereofonice, caracteristica de dezaccentuare etc.

În funcție de performanțele pe care le au radioreceptoarele de radiodifuziune, ele se împart în patru clase calitative. Receptoarele de clasa I au performanțele cele mai ridicate, în schimbul unui preț de cost mai mare.

Clasele de calitate sînt definite de anumite valori ale performanțelor receptoarelor, care sînt prezentate în STAS-E 7711-66. (v. tabelul XIII.5).

Aprecierea calității unui radioreceptor trebuie făcută și după stabilitatea în timp a performanțelor sale, precum și a siguranței de bună funcționare (timpul mediu între două defectări succesive).

Obținerea unei calități corespunzătoare a audiției depinde în mare măsură de reglajele cu care este prevăzut (echipat) radioreceptorul.

VIII.11. PERTURBAȚII ÎN LANȚUL DE TRANSMISIE

Lanțul de transmisie emisie-recepție este supus unor influențe electromagnetice care vor afecta semnalul util (de informație). Semnalele inutile, care afectează calitatea informației (utile), se numesc perturbații (paraziți). Semnalele perturbatoare provin din mai multe surse:

— Perturbații atmosferice, cauzate de fenomenele de descărcări atmosferice, și care afectează gamele UL, UM și US; gama UUS, practic, nu este perturbată;

— Perturbații (paraziți) produse de către utilajele industriale, pentru a căror diminuare se iau măsuri corespunzătoare de decuplare (deparazitare) a organelor care produc scîntei, se ecranează corespunzător părțile generatoare de energie de ÎF (aparate medicale, de încălzire, topire și călire cu ÎF etc.). O sursă importantă de perurbații sînt aparatele electrocasnice, care, dacă nu sînt corespunzător deparazitate, pot produce alterarea recepției. Uneori, aceste perturbații ajung în aparatul de recepție prin intermediul rețelei de alimentare cu energie electrică, situație în care este utilă introducerea unor filtre antiparazit la intrarea rețelei în receptor.

O formă de perturbație datorată modificării condițiilor de propagare și manifestată, în special, în gamele UM și US, este cauzată de fenomenele din ionosferă. Această perturbație produce fenomenul de feding, adică slăbirea, respectiv intensificarea, audiției într-un oarecare ritm. Cauza principală a fedingului este compunerea undei directe și a undei reflectate (de către ionosferă) sau compunerea mai multor unde reflectate la punctul de recepție.

Dispozitivul de reglaj automat al amplificării RAA reduce efectul supărător al fedingului. *(Imre Szatmary)*

Capitolul IX

REGLAJE MANUALE ȘI AUTOMATE

Pentru obținerea unei audiții de calitatea dorită a diferitelor stații de emisie, radioreceptorul este prevăzut cu reglaje manuale și automate. Reglajele manuale sînt accesibile utilizatorului prin intermediul unor butoane sau clape, cu ajutorul cărora se modifică unele dintre calitățile audiției, cum ar fi: volumul, tonul, selectivitatea, sau se realizează gama de frecvențe dorită, acordul pe post, extensia de bandă etc. Aceste reglaje se pot realiza prin acționarea continuă sau în trepte.

Reglajele automate sînt circuite în conexiune inversă (în buclă) care, independent de acțiunea utilizatorului, păstrează, în anumite limite, unul dintre parametrii receptorului, cum ar fi: reglarea automată a amplificării (RAA), reglarea automată a frecvenței (RAF), acordul liniștit etc. Reglajele automate au acțiune continuă.

Atît reglajele manuale, cît și cele automate urmăresc obținerea unei calități corespunzătoare a recepției. Complexitatea acestor reglaje este dependentă de condițiile de calitate impuse și de condițiile de recepție (receptor staționar, mobil sau portabil etc).

IX.1. REGLAJE MANUALE

IX.1.1. Reglajul pentru alegerea gamei de undă

Alegerea gamei lungimilor de undă (sau a frecvenței) înseamnă conectarea bobinei de inductanță, corespunzătoare benzii de frecvență respective, la capacitorul variabil. Aceasta se realizează prin acționarea unui comutator cu un cîmp de contacte corespunzătoare. Comutatorul poate fi rotativ sau o claviatură, la ale cărei clape corespunde o gamă (UL, UM, US, UUS).

În unele receptoare moderne se utilizează conectarea pe gama de undă, cu ajutorul diodelor de comutație, care au rezistență serie mică ($R_s < < 1\Omega$) și capacitate mică ($C < 1$ pF).

IX.1.2. Acordul receptorului pe post

Pentru alegerea lungimii de undă a postului dorit, se acționează butonul cu ajutorul căruia antrenăm (rotim) simultan elementele variabile ale circuitelor oscilante de semnal și ale os-

cilatorului local (vezi monoacordul și alinierea).

Elementele variabile ale circuitelor oscilante pot fi: capacitoare variabile, care se utilizează în majoritatea receptoarelor; inductanțe variabile, utilizate în special la receptoarele auto (mobile) datorită bunei stabilități mecanice (lipsa „microfoniei" frecvenței); diode varicap, utilizate în special în gama UUS și, mai recent, și în gamele UM și US etc.

În unele receptoare (de regulă în cele mobile-auto) se utilizează acordul pe cîteva posturi fixe, realizat prin butoane, cu ajutorul cărora se alege postul dorit. Aceste butoane introduc în etajele receptorului circuite oscilante prereglate pe frecvențele posturilor respective. O altă soluție este memorizarea mecanică a poziției corespunzătoare a elementelor variabile; la acționarea clapei (butonului), acestea se reglează mecanic pe frecvența dorită.

În unele receptoare de calitate, acționarea (rotirea) elementelor variabile se efectuează cu ajutorul unui mic motor electric, care, la apăsarea unui buton, primește alimentare și pune în mișcare angrenajul de acord.

Pentru ușurarea alegerii postului dorit, receptoarele sînt prevăzute cu o scală, pe care sînt afișate frecvențele sau lungimile de undă, precum și principalele posturi de emisie.

O soluție tehnică foarte precisă pentru realizarea acordului, folosită de puțin timp în radioreceptoarele de radiodifuziune, este utilizarea sintetizorului de frecvențe pentru generarea oscilațiilor locale. În principiu, sintetizorul de frecvențe, realizează dintr-un semnal de frecvență fixă (generată de un oscilator foarte stabil, cu cuarț) semnale de frecvențe dorite, care acoperă una sau mai multe game. Se obține astfel frecvența f_h dorită, cu o precizie și stabilitate foarte mare. Introducerea sintetizorului de frecvențe în tehnica receptoarelor comerciale („domestice") este rezultatul dezvoltării tehnologiei circuitelor integrate. Un asemenea receptor poate fi echipat cu memorie și afișare numerică a frecvenței (sau lungimii de undă) recepționate.

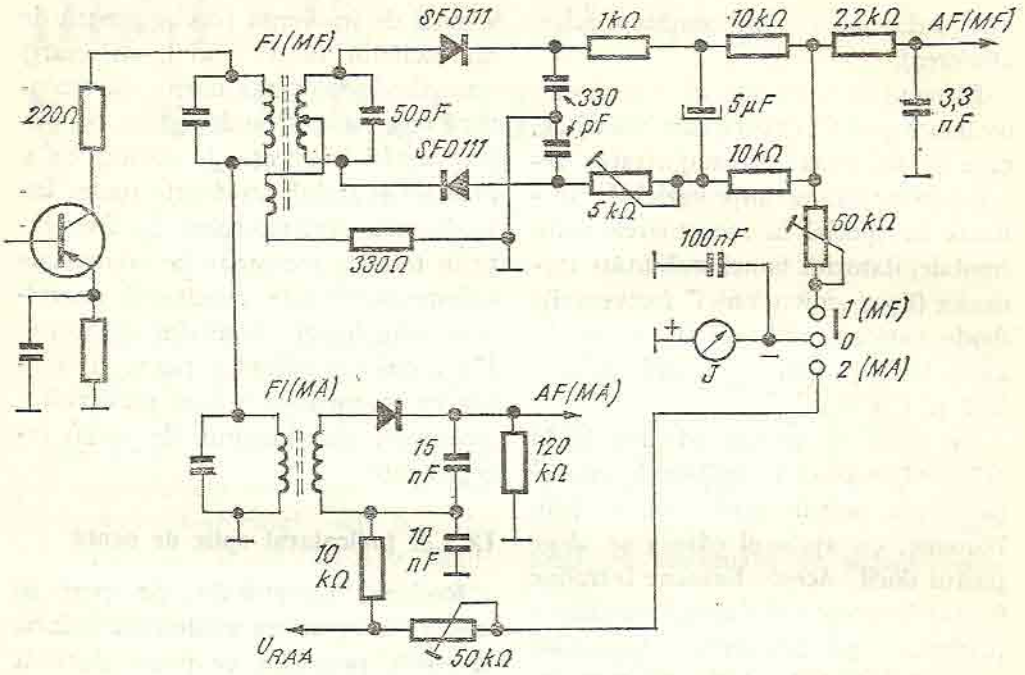
IX.1.3. Indicatorul optic de acord

Reglarea receptorului pe post se face prin apreciere subiectivă („după ureche"), procedeu ce poate duce la imprecizia acordului.

Pentru aprecierea obiectivă a reglajului pe post se prevede un mijloc obiectiv, cu ajutorul căruia se poate vizualiza acordul corect.

Principiul de funcționare a indicatorului optic de acord se bazează pe faptul că în cazul acordului corect (precis), la ieșirea din demodulator —, detector sau discriminator — componenta (tensiunea sau curentul) de c.c. este maximă. Dacă la ieșirea din demodulator vom conecta un voltmetru sau un microampermetru, în cazul acordului precis, vom obține o indicație maximă. Datorită faptului că la acord avem sensibilitatea maximă, acest tip de indicator se numește „S-metru".

În fig. IX.1 este prezentată schema de conectare a indicatorului optic de acord (S-metru) în cazul unui receptor MA-MF.

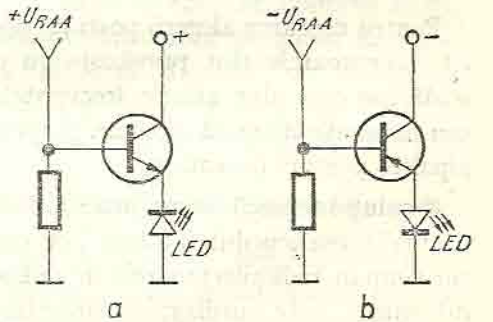


IX.1. Schema de conectare a indicatorului optic de acord.

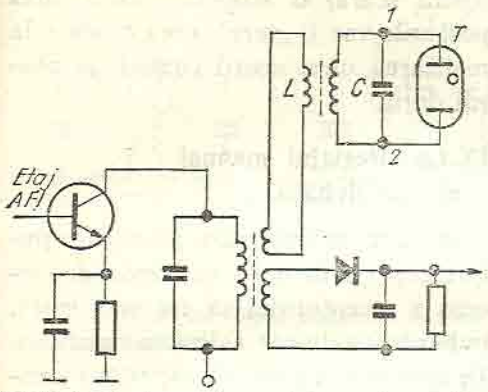
Microampermetrul *I* este comutat prin contactele 0-1 la ieșirea din detectorul de raport al lanțului MF; la acordul corect tensiunea continuă este maximă și indicația va fi cea mai mare. În cazul recepției MA indicatorul se conectează prin contactele 0-2 la detector; la acord, indicația va fi maximă.

O altă soluție este utilizarea, în loc de microampermetru, a unei diode luminescente (*LED*). Această diodă se conectează ca sarcină într-un etaj repetor pe emitor (fig. IX.2).

Pe baza repetorului se aplică tensiunea de reglaj automat al amplificării U_{RAA}. În momentul acordului, această tensiune este maximă, prin urmare, curentul de emitor al repetorului va fi maxim și dioda luminiscentă (*LED*) va emite lumina cu intensitatea cea mai mare. La dezacord, U_{RAA} scade și lumina emisă de diodă va fi de intensitate mai mică. Acest indicator optic se poate utiliza și în cazul receptoarelor MF, situație în care tensiunea de comandă a repetorului se poate lua de pe un divizor conectat pe capacitorul de limitare



IX.2. Indicator optic de acord cu diode luminescente (LED) pentru scheme cu tranzistoare *npn* (a) și *pnp* (b).



IX.3. Indicator optic cu tub cu descărcări în gaze.

(2...10 μF), din detectorul de raport sau discriminator.

Pentru indicatorul optic de acord se utilizează uneori și tuburi cu descărcări în gaze inerte. Tuburile cu descărcări în gaze, destinate indicatoarelor optice de acord, au o tensiune de aprindere cuprinsă între 70 V și 140 V, consumînd un curent de cca 0,01...02, mA. Tensiunea ridicată (70...140 V), necesară, se obține de pe bornele unui circuit oscilant, acordat pe f_i, care este cuplat (inductiv) cu bobina ultimului filtru din AFI. La acordul pe post, semnalul de frecvență intermediară are valoarea maximă, prin urmare, la bornele 1-2 ale circuitului oscilant LC (fig. IX.3) apare o tensiune suficientă pentru a ioniza tubul indicator T.

IX.1.4. Extensia de bandă — acordul fin

În domeniul gamei US, pe scala receptorului sînt foarte multe posturi. Dacă considerăm gama US cuprinsă între 5 MHz și 25 MHz și fiecărui post o bandă de 10 kHz, atunci pe scara receptorului rezultă 2 500 de posturi. În această situație, acordul pe post se face cu mare greutate, posturile fiind foarte dese pe scară.

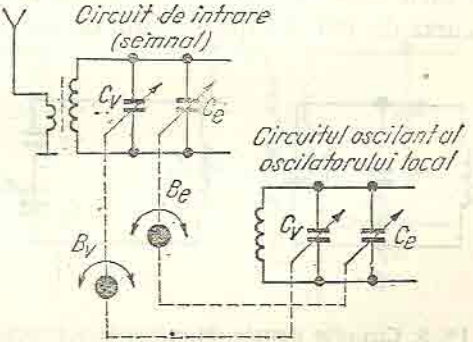
Pentru realizarea în bune condițiuni a acordului pe posturile de emisie, se utilizează extensia de bandă.

Posturile de radiodifuziune în gama US sînt împărțite în subgame (vezi cap. VIII). Factorul de acoperire al subgamei este mic $k \approx 1...1,1$, prin urmare, la rotirea cu 180° a capacitoarelor variabile, comune pentru UL și Um, trebuie realizată o variație a capacității $C_{max}/C_{min} = (1...1,1)^2$, extinzînd astfel posturile pe toată scara receptorului.

Există mai multe posibilități de realizare a extensiei de bandă, dintre care una dintre cele mai simple este:

Pe capacitoarele variabile C_V (din circuitul de semnal și al oscilatorului local) se conectează, în paralel, două capacitoare variabile, de extensie C_e, de valori mici (5...20) pF, realizate pe ax comun (fig. IX.4)

În această variantă, cu ajutorul butonului principal de acord B_V, receptorul se acordează în punctul dorit din



IX.4. Circuit pentru realizarea extensiei de bandă cu capacitoare variabile.

gamă, iar cu butonul de extensie B_e, se realizează extensia — acordul fin — pe postul dorit.

Această metodă de extensie are avantajul că un acord fin se poate face în oricare punct din gama US, dar are dezavantajul că acest acord se face prin acționarea a două butoane: acord brut B_V și acord fin B_e, iar gradul de extensie este diferit la extremitățile gamei.

O altă soluție de extensie a benzii este dotarea receptorului cu mai multe benzi de US, alegerea acestora făcîndu-se cu o claviatură corespunzătoare. Astfel, scara receptorului va acoperi o subgamă (cel mult două) de US. În această situație se folosesc blocurile de capacitoare variabile, comune pentru toate gamele, pentru banda de US respectivă prevăzîndu-se introducerea unor capacitoare serie sau paralel, în scopul reducerii factorului de acoperire k.

În fig. IX.5 sînt prezentate circuitele cele mai uzuale pentru realizarea extensiei de bandă. Valoarea capacitoarelor C_S și C_P se calculează astfel ca factorul de acoperire $C_{max}/C_{min} = (f_{max}/f_{min})^2$ să fie cel corespunzător benzii alese. Se obține astfel pentru cursa de 180° a capacitorului de acord (toată scara) o acoperire mică, deci posturile vor fi „rare", ceea ce duce la realizarea unui acord comod pe postul dorit.

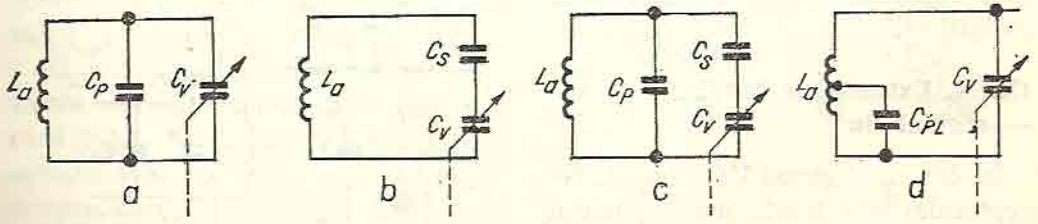
IX.1.5. Reglajul manual al selectivității

În cazul recepționării posturilor puternice, este de dorit ca banda de trecere a receptorului să fie mai mare, îmbunătățindu-se calitatea audiției. Dimpotrivă în cazul recepționării semnalelor slabe (posturi îndepărtate sau de putere mică), banda de trecere trebuie să fie mai mică, în vederea reducerii perturbațiilor.

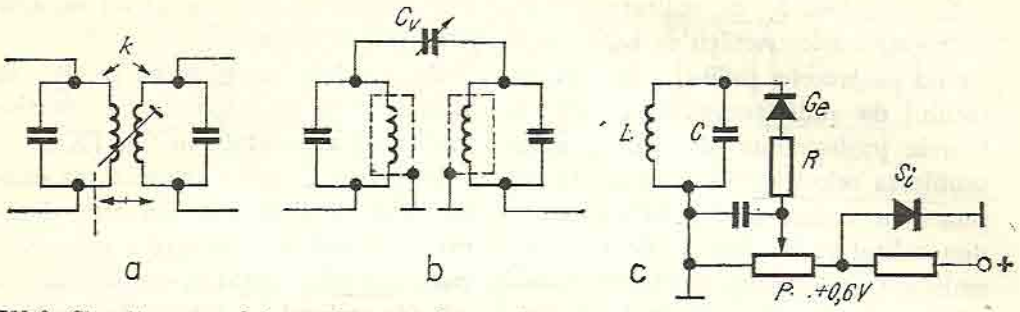
Banda de trecere a receptorului este dată de selectivitatea amplificatorului de frecvență intermediară. Prin urmare, butonul de reglaj al selectivității va modifica, practic, lărgimea de bandă a filtrelor selective din AFI.

Banda de trecere a filtrelor de FI depinde de factorul de calitate în sarcină Q_S, și de factorul de cuplaj k. Dacă Q_S este mai mare, banda va fi mai mică, iar dacă k este mare ($k \leqslant \leqslant 1$) banda va fi și ea mare (și invers).

Reglajul manual al selectivității se poate realiza în mod continuu (reglaj continuu) sau în trepte (reglaj în



IX.5. Circuite uzuale de extensie a benzii.
a. Cu capacitor paralel.
b. Cu capacitor serie.
c. Mixt (capacitor serie și capacitor paralel).
d. Cu capacitor pe priza inductanței.



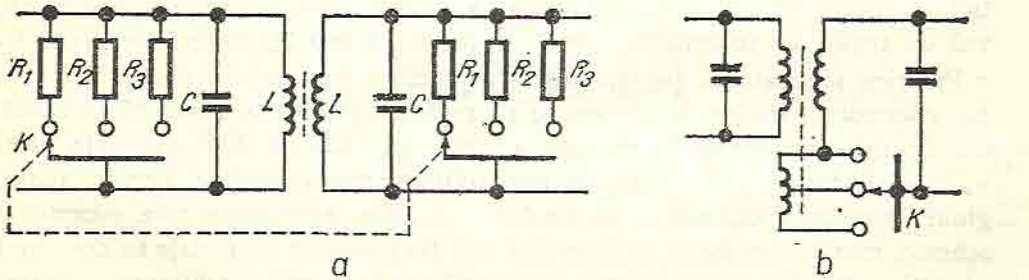
IX.6. Circuite cu reglaj continuu a selectivității.
a. Prin modificarea factorului de cuplaj. b. Prin modificarea cuplajului capacitiv.
c. Prin amortizarea circuitului oscilant cu diodă.

trepte), acționînd asupra valorii Q_s sau k din circuitele selective de AFI.

În schema prezentată în fig. IX.6 a, prin îndepărtarea celor două bobine L_1 și L_2 ale filtrului, factorul de cuplaj k scade și se obține o îngustare a benzii (selectivitate mai bună). Se poate adopta și varianta reglării cuplajului capacitiv dintre cele două circuite oscilante ale filtrului de FI, cu ajutorul unui capacitor variabil C_V, fig. IX.6 b. O altă soluție de reglaj continuu a selectivității se bazează pe modificarea factorului de calitate datorită variației rezistenței interne (diferențiale) a unei diode cu germaniu (Ge). În paralel cu circuitul oscilant al filtrului FI, se află conectată o diodă cu Ge, în serie cu rezistorul R (fig. IX.6 c). Cu ajutorul potențiometrului P se poate regla polarizarea diodei, deci și rezistența internă a diodei, care va modifica astfel factorul de calitate Q_s, și prin urmare banda ($B = f/Q_s$).

Dacă tensiunea de polarizare crește, rezistența diodei scade și amortizează mai mult circuitul oscilant, banda B crește și selectivitatea scade.

Reglajul selectivității în trepte se face cu ajutorul unui comutator cu cîteva poziții, cu ajutorul căruia se poate alege gradul de amortizare (modificarea Q-ului) al circuitului oscilant, sau modificarea cuplajului (k) dintre circuite (fig. IX.7).



IX.7. Reglajul selectivității în trepte.
a. Prin modificarea factorului de calitate al circuitului.
b. Prin modificarea factorului de cuplaj.

În receptoarele de calitate, odată cu reglajul selectivității se reglează și banda de trecere (tonul) a amplificatorului de audiofrecvență. La receptoarele profesionale (de trafic), unde problema selectivității se pune și din punct de vedere al obținerii unor indici calitativi în funcție de tipul de emisiune (telegrafie, telefonie, facsimile etc.), se utilizează mijloace speciale de modificare a selectivității, cum ar fi: filtre ceramice sau cu cuarț, metoda mixării (translatării) frecvenței intermediare, metoda filtrării etc.

IX.1.6. Reglajul volumului

Pentru a avea o audiție de o anumită intensitate sonoră, receptorul este prevăzut, la ieșirea din demodulator, cu un dispozitiv de reglaj al volumului. Acesta este un atenuator care asigură la intrarea în amplificatorul de audiofrecvență semnale de nivele dorite.

Senzația auditivă a urechii este proporțională cu logaritmul excitației (legea lui Fletcher-Munson), iar sensibilitatea ei scade la frecvențele joase și înalte, în cazul unei intensități scăzute, producînd impresia dispariției tonurilor înalte și joase.

Ținînd seama de aceste caracteristici ale urechii se realizează dispozitivul de reglaj al volumului.

Practic, atenuatorul pentru reglajul volumului este un potențiometru chimic, care are o curbă logaritmică a variației rezistenței în funcție de unghiul de rotire a axului său. În unele scheme, mai pretențioase, se introduc potențiometre care compensează efectul scăderii sensibilității urechii la frecvențele joase și înalte pentru nivele mici, realizîndu-se astfel *reglajul fiziologic de volum*.

Principalele circuite de reglaj al volumului la receptoarele cu tranzistoare sînt prezentate în fig. IX.8.

Pentru a se evita amortizarea exagerată a circuitului de detecție, datorată rezistenței de intrare a tranzistorului din primul etaj de amplificare de AF (de ordinul 1...5 k Ω), în serie cu potențiometrele se conectează o rezistență de cîțiva k Ω.

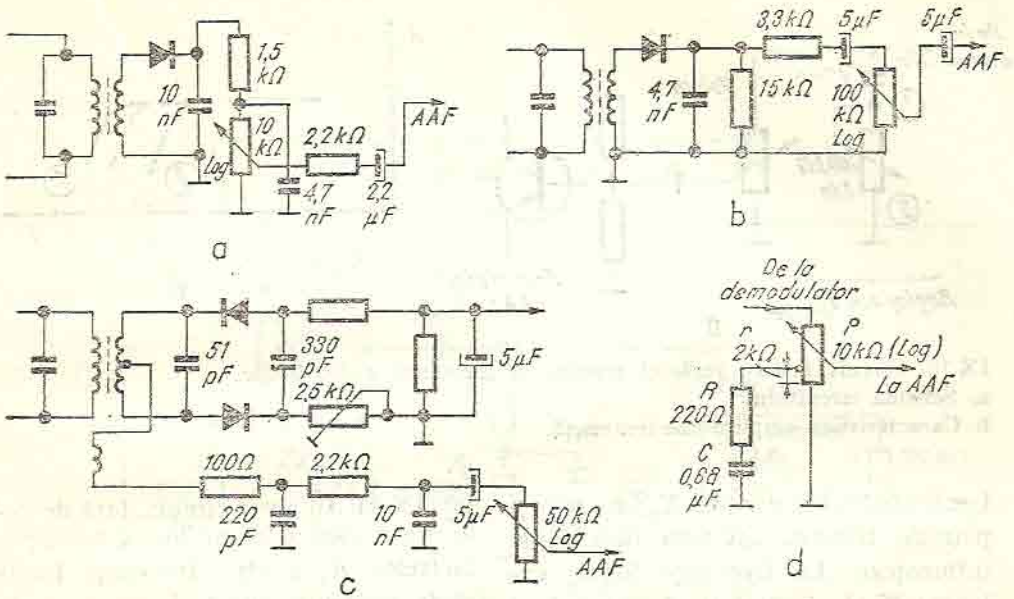
Acest efect de amortizare se produce la capătul de sus („cald") al potențiometrului (volum maxim). În fig. IX.8 d este prezentat un potențiometru special fabricat, avînd o priză la 2 kΩ, unde se conectează un circuit RC pentru compensarea reglajului de volum (corecția fiziologică).

IX.1.7. Reglajul tonului

Banda frecvențelor audio pe care trebuie să le redea amplificatorul de audiofrecvență al receptorului trebuie să fie adecvată, în funcție de tipul programului recepționat.

În cazul redării muzicii de jazz este nevoie de o bandă mare, de 40... 12 000 Hz, cu accentuarea frecvențelor joase și înalte; în cazul redării muzicii simfonice este nevoie de bandă mare, de 40...10 000 Hz liniară (eventual diminuarea frecvențelor joase), în cazul redării vorbirii este necesară o bandă mai îngustă, de 200...4 000 Hz, deci diminuarea capetelor benzii audio.

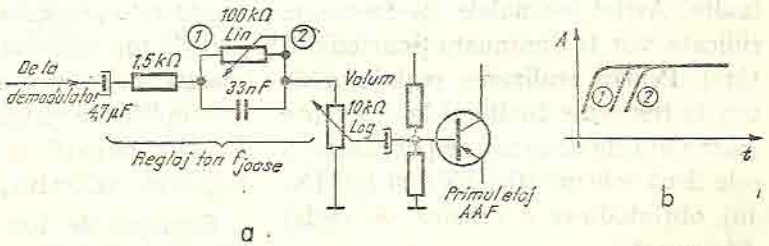
Așadar, este necesar ca receptorul să fie prevăzut cu reglaje în domeniul AF, care permit modificarea caracteristicii amplitudine-frecvență: așa-numitele reglaje de ton.



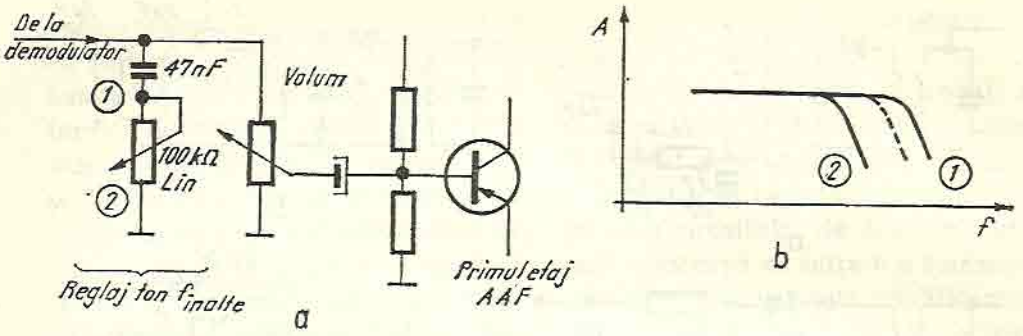
IX.8. Circuite pentru reglajul volumului.
a. Potențiometrul face parte din rezistența de detecție.
b. Potențiometrul nu face parte din rezistența de detecție.
c. Reglajul volumului conectat la ieșirea din demodulatorul MF.
d. Potențiometru compensat pentru reglajul fiziologic al volumului.

Circuitele de reglaj ale tonului sînt formate din rezistențe variabile și capacitoare, obținîndu-se reglajul continuu al tonului.

În fig. IX.9 a este prezentat un circuit de reglaj al tonului la frecvențe joase, format dintr-un circuit *RC* paralel, conectat în lanțul de transmisie. În poziția 1 a potențiometrului, capacitorul va fi scurtcircuitat și reactanța sa nu va afecta semnalul; avem transmise toate frecvențele spre amplificatorul AF. În poziția 2 a potențiometrului, în calea semnalului apare o rezistență echivalentă, formată din punerea reactanței $X_c = \frac{1}{\omega C}$ în paralel cu rezistența potențiometrului. La



IX.9. Circuit pentru reglajul tonului la frecvențe audio joase.
a. Schema circuitului.
b. Caracteristica amplitudine-frecvență.



IX.10. Circuit pentru reglajul tonului la frecvențe audio înalte.
a. Schema circuitului.
b. Caracteristica amplitudine-frecvență.

frecvențe înalte și medii X_c este mic și permite trecerea acestora fără să le influențeze. La frecvențe joase, valoarea X_c devine relativ însemnată și va produce o diminuare a acestor semnale. Caracteristica amplitudine-frecvență se va modifica la frecvențe joase între aceste limite (fig. IX.9 b).

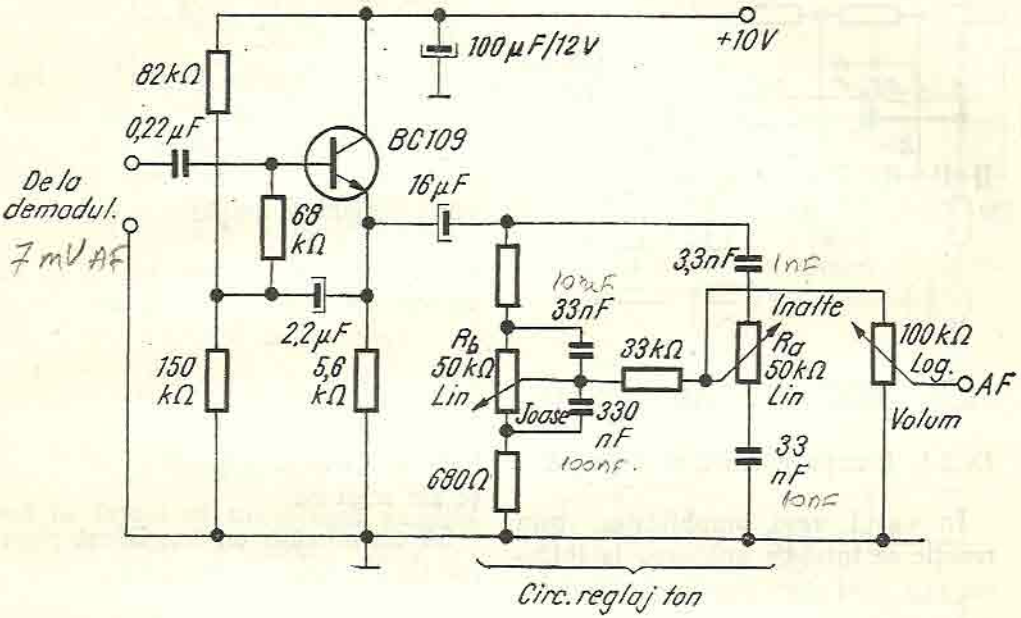
Pentru reglajul tonului la frecvențe înalte se folosește un grup RC serie, conectat în paralel pe ieșirea demodulatorului (fig. IX.10). În poziția 1, rezistența echivalentă, $X_c + R$, este maximă și, prin urmare, toate semnalele vor trece spre amplificatorul AF. În poziția 2, ieșirea demodulatorului va fi șuntată de către reactanța X_c, ($R = 0$), care este mică la frecvențe înalte. Astfel, semnalele de frecvențe ridicate vor fi diminuate (scurtcircuitate). Pentru realizarea reglajului de ton la frecvențe înalte și la frecvențe joase (ambele domenii) se pot combina cele două scheme (fig. IX.9 și fig. IX. 10), obținîndu-se o schemă de reglaj diferențiat.

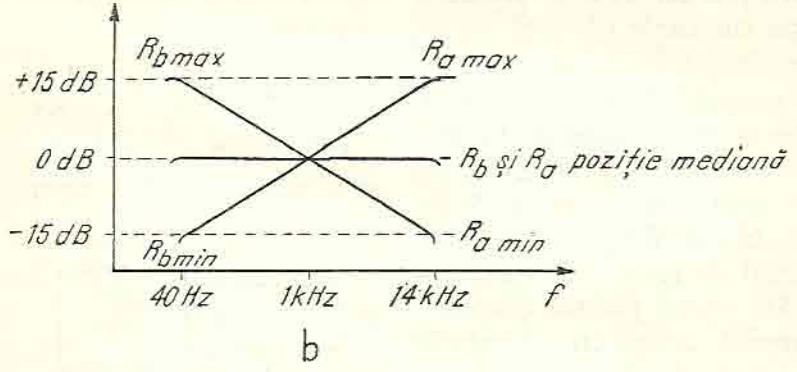
Un circuit de reglaj diferențiat al tonului, des utilizat, este prezentat în fig. IX.11. În acest circuit, față de valoarea mediană (de mijloc) a potențiometrelor R_a pentru frecvențe înalte și R_b pentru frecvențe joase, se poate realiza o creștere, respectiv o diminuare a curbei caracteristicii de amplitudine-frecvență (fig. IX.11 b).

Circuitele destinate reglajului de ton, prezentate mai sus, pot fi conectate fie la intrarea în AAF, fie între două etaje de amplificare (de tensiune) din AAF.

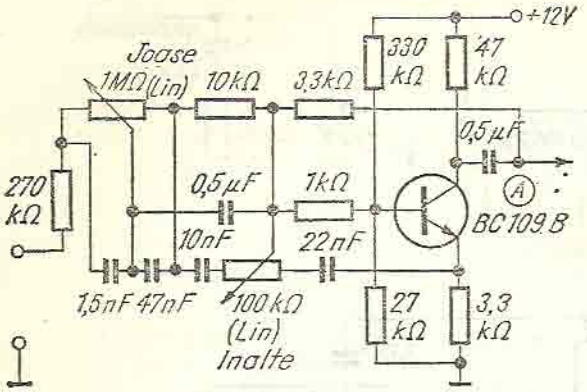
În unele receptoare, reglajul de ton se realizează printr-o reacție negativă selectivă (cu elemente RC), caz în care vor fi favorizate (amplificate) mai mult sau mai puțin domeniile frecvențelor joase sau înalte. În fig. IX.12 este prezentată schema unui reglaj de ton diferențiat, care utilizează reacția negativă, aplicată unui etaj de amplificare cu tranzistorul BC 109B. În alte situații se utilizează reacția negativă selectivă, pe două etaje.

Reglajul de ton se poate face și fix, cu ajutorul unor clape — registre de ton, care comută circuite astfel prereglate încît să se realizeze o carac-





IX.11. Reglajul de ton diferenţiat.
a. Schema circuitului
b. Caracteristica amplitudine-frecvenţă realizată prin modificarea potenţiometrelor R_b (joase) şi R_a (înalte).



teristică amplitudine-frecvență, adecvată programului ce trebuie redat. Registrele de ton pot fi prevăzute pentru programe: „Voce", „Orchestră", „Jaz", „Bas" etc.

Circuitele pentru reglajul de ton, fiind formate din elemente pasive (R și C), vor introduce o anumită atenuare, care va fi compensată de către etajele de amplificare din AAF.

IX.12. Reglaj de ton diferențiat, cu reacție negativă pe un etaj de amplificare.

IX.2. REGLAJE AUTOMATE

IX.2.1. Reacția pozitivă și negativă

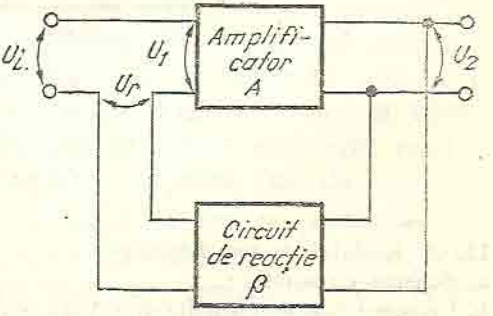
În cazul unui amplificator, prin reacție se înțelege aplicarea la intrarea sa a unei părți (fracțiuni) din semnalul de ieșire. Partea (fracțiunea) de semnal care se aplică de la ieșire la intrare se numește semnal de reacție. Elementele prin care se aduce semnalul de reacție constituie circuitul de reacție (sau lanțul de reacție).

Dacă semnalul de reacție este în fază ($\varphi = 0$) cu semnalul de intrare, avem reacție pozitivă. Reacția este negativă în cazul în care semnalul de reacție este în antifază ($\varphi = 180°$) față de semnalul de intrare. În cazul oscilatoarelor, *reacția pozitivă* interesează, în special, atunci cînd pierderile din circuitele oscilante trebuie compensate cu ajutorul semnalului de reacție, adică trebuie să se producă o regenerare a semnalelor cu o frecvență și fază bine stabilite. *Reacția negativă*, privită ca un reglaj automat în amplificatoare, va produce stabilizarea și îmbunătățirea principalelor performanțe ale acestora.

Să considerăm un amplificator cu reacție (fig. IX.13), unde prin A notăm amplificarea fără reacție, $A = \frac{U_2}{U_1}$, β, factorul de transfer al circuitului de reacție, $\beta = -\frac{U_r}{U_2}$; amplificarea cu reacție va fi:

$$A_r = \frac{U_2}{U_i} = \frac{A}{1 + \beta A}.$$

$K = 1 + \beta A$ este factorul de reacție care reprezintă raportul dintre



IX.13. Amplificator cu reacție.

amplificarea A fără reacție și amplificarea A_r, cu reacție.

După modul în care se culege semnalul de reacție de la ieșire, respectiv după felul în care se aplică semnalul de reacție la intrare, rezultă patru combinații posibile (fig. IX.14).

În unele cazuri se folosesc reacții combinate, de tensiune și de curent, însumînd semnale proporționale cu tensiunea, respectiv, curentul de la ieșirea etajelor de amplificare, din care se obține semnalul de reacție.

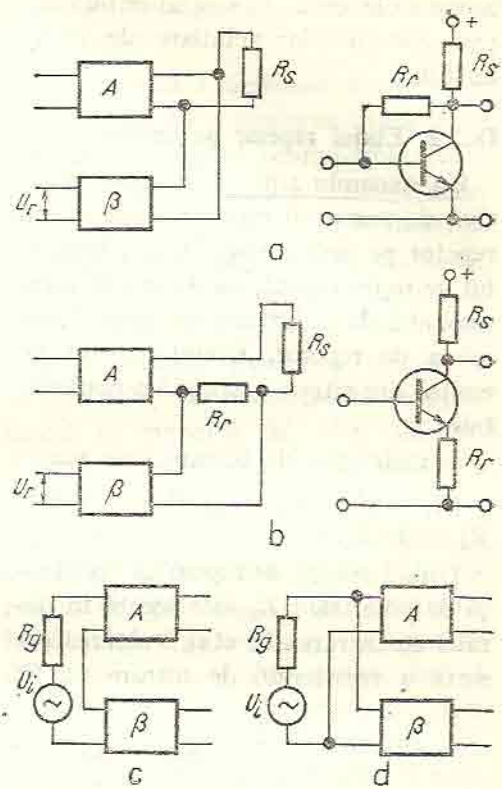
Reacția negativă se poate aplica pe un etaj sau pe mai multe etaje (reacția globală); dezavantajul ei, așa cum reiese din relația de mai sus, constă în faptul că micșorează amplificarea de K ori. În schimb, reacția negativă are o serie de mari avantaje printre care:

— se reduc distorsiunile neliniare de K ori, deoarece armonicele care apar se aplică la intrare cu fază inversată (180°), scăzîndu-se la ieșire din cele produse de către elementele neliniare;

— se îmbunătățește caracteristica amplitudine-frecvență de K ori; în domeniile de frecvențe, unde semnalul de ieșire tinde să scadă, semnalul de reacție va fi mai mic, deci amplificarea (β fiind mai mic) va crește, obținîndu-se liniarizarea și lărgirea benzii audio transmise;

— se îmbunătățește raportul semnal/zgomot de K ori;

— se modifică rezistența de intrare și de ieșire a tranzistoarelor. De exemplu, în montaje EC rezistența de intrare crește, iar rezistența de sarcină a



IX.14. Moduri de aplicare și de obținere a semnalului de reacție.
a. Reacție de tensiune.
b. Reacție de curent.
c. Reacție serie.
d. Reacție paralel.

etajului anterior va fi astfel șuntată mai puțin, deci amplificarea acestuia va crește. Rezistența de ieșire scade, fapt util, în special, la etajele de ieșire, unde se pune problema adaptării la rezistența de sarcină;

— se îmbunătățește stabilitatea amplificatorului, adică se diminuează pericolul apariției oscilațiilor.

În amplificatoarele din aparatele de radiorecepție se aplică de obicei reacția negativă locală (pe unul sau două etaje) și reacția negativă globală,

aceasta din urmă, în scopul îmbunătățirii distorsiunilor neliniare ale etajului final.

IX.2.2. Etajul repetor pe emitor

Un exemplu tipic de reacție negativă de curent îl reprezintă montajul repetor pe emitor (fig. IX.15). Semnalul de ieșire repetă, ca formă și fază, semnalul de la intrare, de unde denumirea de repetor. Etajul repetor pe emitor are cîteva proprietăți remarcabile:

— rezistența de intrare este mare:

$R_{in} = (1 + g_m \cdot r_{b'e})\ R_s \simeq (1 + \beta)\ R_s \simeq \beta \cdot R_s$.

Ținînd seamă de faptul că rezistența de polarizare R_b este legată în paralel cu intrarea în etaj, valoarea corectă a rezistenței de intrare va fi:

$$R_{in} = \beta\ R_s / R_b = \frac{\beta\ R_s\ R_b}{\beta\ R_s + R_b}.$$

De exemplu, un repetor pe emitor cu tranzistorul BC 108 A care are: $\beta = 200$, $I_c = 5$ mA, $R_s = 1$ kΩ și $R_b = 390$ kΩ, va avea:

$$R_{in} = \frac{200 \cdot 10^3 \cdot 390 \cdot 10^3}{200 \cdot 10^3 + 390 \cdot 10^3} = 132{,}2\ \text{k}\Omega.$$

— rezistența de ieșire este mică:

$R_{ieș} \simeq \frac{1}{g_m}$, unde $g_m = S$ este panta tranzistorului. Reluînd exemplul de mai sus, caz în care: $g_m = 5 \cdot 40$ mA/V $= 200$ mA/V; rezultă $R_{ieș} = \frac{1}{200}\frac{\text{V}}{\text{mA}} = 0{,}005\ \frac{\text{V}}{\text{mA}} = 5\ \Omega$.

— amplificare de tensiune:

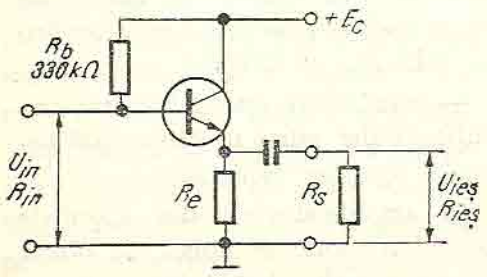
$$A_u = \frac{g_m \cdot R_s}{1 + g_m R_s} < 1.$$

Considerînd datele din exemplul de mai sus,

$$A_u = \frac{200\ \frac{\text{mA}}{\text{V}} \cdot 1\ \frac{\text{V}}{\text{mA}}}{1 + 220\ \frac{\text{mA}}{\text{V}} \cdot 1\ \frac{\text{V}}{\text{mA}}} = 0{,}995.$$

Datorită acestor proprietăți, atunci cînd rezistența sursei de semnal este mare (de ex. în cazul preamplificatoarelor pentru dozele de picup cu cristal), montajul repetor pe emitor se utilizează ca etaj de intrare cu impedanță mare.

Avînd impedanța de ieșire mică (de ordinul unităților sau zecilor de ohmi), repetorul se utilizează ca etaj de ieșire, situație în care rezistența de sarcină — difuzorul — are valoare mică. Prin alegerea corespunzătoare a $R_{ieș}$, adică prin stabilirea pantei la valoarea dorită [$g_m = f(I_c)$], se poate realiza adaptarea la ieșire ($R_{ieș} = R_s$).



IX.15. Etajul repetor pe emitor.

IX.2.3. Reglajul automat al amplificării (RAA)

Semnalele de RF, captate de către antena de recepție au valori foarte diferite; cele provenite de la posturile locale sau puternice, de ordinul unităților sau zecilor de milivolți, iar în cazul posturilor îndepărtate sau de putere mică, de ordinul zecilor sau sutelor de microvolți.

Considerînd amplificarea etajelor constantă, rezultă pentru semnalele puternice o audiție de intensitate mare, iar pentru cele slabe, un nivel sonor nesatisfăcător. Semnalele puternice pot produce intrarea în saturație a tranzistoarelor din ultimele etaje de amplificare, deci apariția unor distorsiuni puternice.

Pentru a se înlătura aceste inconveniente, în toate receptoarele se realizează un reglaj automat al amplificării — RAA. Este util ca în scopul îmbunătățirii fidelității, odată cu recepționarea semnalelor puternice, să se mărească și banda de trecere a circuitelor, în special a celor din amplificatorul de FI.

Prin urmare, odată cu acțiunea RAA se va realiza, implicit, și un reglaj automat al selectivității.

Funcționarea dispozitivului RAA se bazează pe variația componentei de c.c. din etajul demodulator, în funcție de variația intensității semnalului de la intrarea în receptor. Creșterea semnalului determină și mărirea componentei de c.c. din etajul demodulator, și invers. În cazul în care tensiunea de c.c. influențează anumite elemente de circuit în vederea modificării amplificării lanțului de transmisie a semnalului, în sensul păstrării cît mai constante a semnalului demodulat (deci și a componentei de c.c.), se realizează o buclă de RAA.

Astfel, prin acțiunea RAA la recepționarea unor semnale de intensități diferite, amplificarea receptorului va fi reglată (comandată), obținîndu-se o audiție de nivel aproape constant (fără acționarea butonului de volum).

Principalele metode de realizare a RAA sînt:

a) *Schimbarea tensiunii bază-emitor*

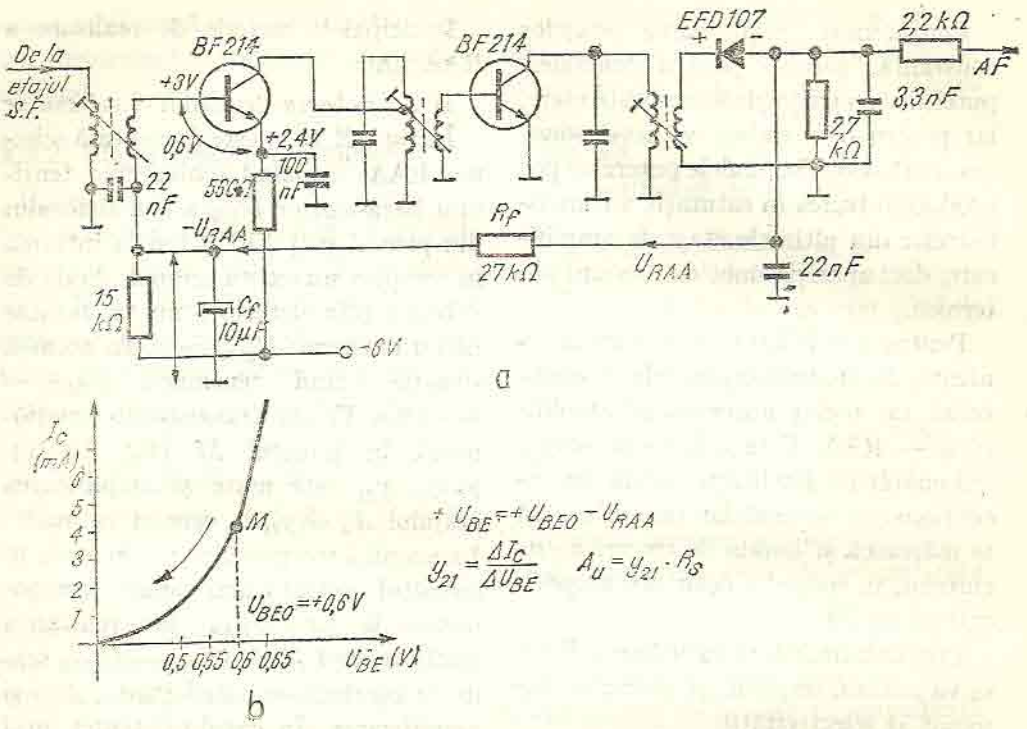
În fig. IX.16 a, este prezentată schema RAA, utilizînd schimbarea tensiunii bază-emitor U_{BE} a tranzistorului din primul etaj AFI. Cînd la intrarea în receptor nu există semnal, dioda de detecție (din detector) nu va furniza nici o tensiune: $U_{RAA} = 0$. În această situație, cînd tensiunea $U_{BEO} = +0{,}6$ V, iar tranzistorul funcționează în punctul M (fig. IX.2b), panta y_{21} este mare și amplificarea etajului $A_u = y_{21} R_s$ este și ea mare. La acordul receptorului pe un post, în circuitul detectorului apare componenta de c.c. U_{RAA}, iar tensiunea bază-emitor $U_{BE} = U_{BEO} - U_{RAA}$ scade, micșorîndu-se astfel panta, deci și amplificarea. În cazul existenței unui semnal foarte puternic la intrare, U_{BE} tinde către zero, panta și amplificarea ajungînd minime.

Pentru ca tensiunea de audiofrecvență să nu poată ajunge la baza tranzistorului comandat de tensiunea U_{RAA}, se introduce filtrul trece jos format din: $R_f = 27$ kΩ și $C_f = 5\,\mu F$.

Acest filtru trebuie să oprească componenta de AF, de cea mai joasă frecvență, și trebuie să aibă o constantă de timp, $\tau = R_f \cdot C_f$, suficient de mică pentru a putea transmite spre baza tranzistorului variațiile lente ale tensiunii U_{RAA}.

Schema RAA realizată prin modificarea tensiunii bază-emitor, aplicată la un singur etaj are următoarele dezavantaje:

— variațiile amplificării, de cca 25...30 dB (cît poate oferi un singur



IX.16. Schema RAA cu modificarea pantei tranzistorului prin schimbarea tensiunii bază-emitor.
a. Schema electrică. b. Graficul modificării pantei.

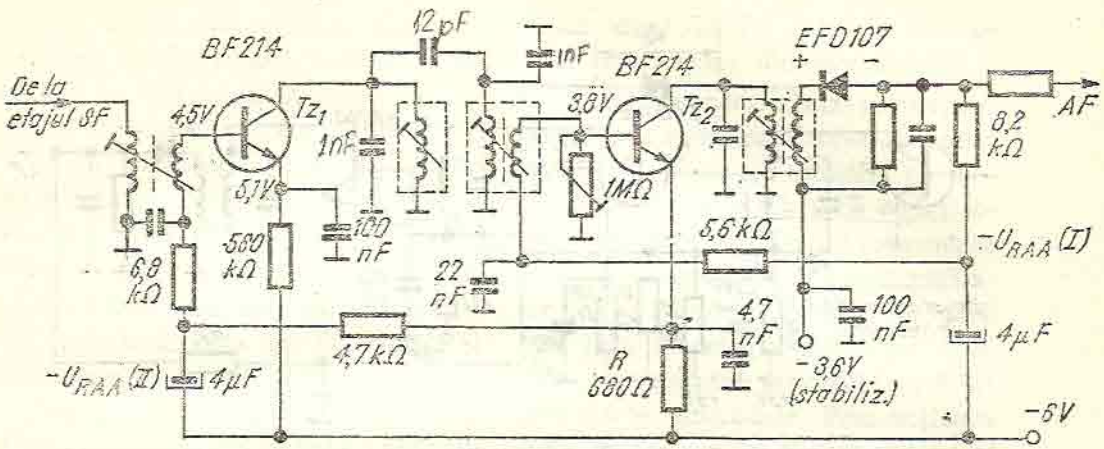
etaj), nu este satisfăcătoare în toate situațiile;

— prin variația tensiunii U_{BE} se modifică rezistența de intrare a tranzistorului; cînd U_{BE} scade, această rezistență crește, amortizînd mai puțin circuitul oscilant din circuitul bazei, producînd astfel mărirea amplificării etajului anterior, efect ce se opune acțiunii RAA;

— variațiile tensiunilor de polarizare conduce la modificarea capacităților de intrare, respectiv de ieșire, a tranzistorului și determină apariția în timpul reglajului a unui dezacord nedorit al circuitelor de FI.

O variantă îmbunătățită a RAA, obținută prin modificarea tensiunii U_{BE}, aplicată pe ambele etaje de AFI, este prezentată în fig. IX.17. Prima buclă de RAA, care reglează tensiunea U_{BE} a tranzistorului T_{z2} din al doilea etaj de amplificare de FI, este acționată de tensiunea $-U_{RAA}$(I). Schimbarea tensiunii U_{BE} de către $-U_{RAA}$(I) determină modificarea curentului de emitor al tranzistorului T_{z2}. Se obține, pe rezistența de emitor $R = 680\ \Omega$, o tensiune variabilă în funcție de $-U_{RAA}$ (I).

De pe această rezistență se obține tensiunea U_{RAA} (II) pentru acționarea celei de-a doua bucle de RAA, care va modifica tensiunea U_{BE} a primului tranzistor T_{z1} din AFI. În ambele bucle de RAA sînt prevăzute filtrele



IX.17. Schema RAA cu schimbarea tensiunii aplicată la ambele etaje de AFI (RAA cu acțiune dublă). Rr. Jupiter

trece jos (4,7 k Ω cu 4μF și 5,6 k Ω cu 4μF). Amplificarea globală a AFI se poate preregla cu ajutorul trimerului de 1 M Ω, care va stabili polarizarea (deci panta) tranzistoarelor.

b) *Amortizarea cu diodă a filtrului de FI.*

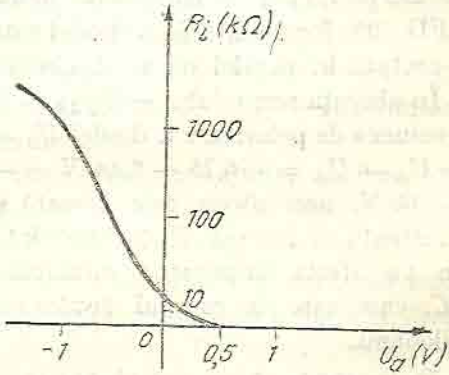
Amplificarea unui etaj de FI, $A = y_{21} \cdot R_s$, unde R_s este rezistența (impedanța) echivalentă a circuitului rezonant din colectorul tranzistorului, se poate modifica prin amortizarea (acționarea asupra Q-ului) acestui circuit prin rezistența internă a unei diode.

Variația rezistenței interne (diferențiale) a unei diode cu germaniu (cu contact punctiform), în funcție de tensiunea de polarizare, este arătată în fig. IX.18.

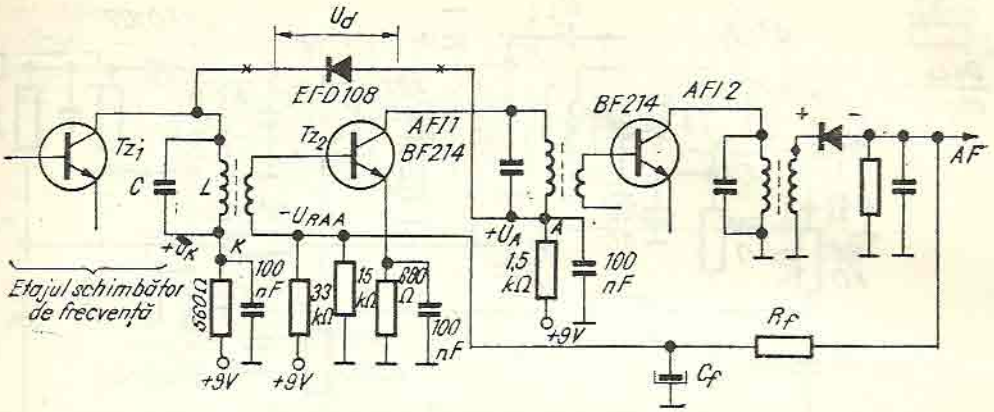
Schema RAA, utilizînd amortizarea circuitului oscilant de sarcină, a etajului schimbător de frecvență și schimbarea tensiunii U_{BE} a tranzistorului din primul etaj AFI, este prezentată în fig. IX.19.

În serie cu circuitul oscilant LC de sarcină a tranzistorului T_{Z1}, din etajul schimbător, se află conectat rezistorul de 560 Ω, care este decuplat de către 100 nF. Stabilind regimul de lucru al tranzistorului T_{Z1} la un curent de colector de 1 mA, la bornele rezistorului, de 560 Ω, vom avea o tensiune de +0,56 V, rezultînd în punctul K, $U_K = +9 - 0{,}56\ \text{V} = +8{,}44\ \text{V}$.

În circuitul de colector al tranzistorului T_{Z2} (AFI 1), în serie cu filtrul



IX.18. Variația rezistenței interne a unei diode cu germaniu în funcție de tensiunea de polarizare.



IX.19. Schema RAA prin amortizare cu diodă și schimbarea tensiunii U_{BE} (RAA cu acțiune dublă).

de bandă se află conectat rezistorul de 1,5 kΩ.

Dacă stabilim regimul de funcționare al lui I_{Z2}, fără semnal la intrarea în AFI, la un curent de colector de 1,5 mA, atunci pe rezistorul de 1,5 kΩ va exista o tensiune de +2,25 V, rezultînd în punctul A, $U_A = +9 - -2{,}25\ V = 6{,}75\ V$.

Între capătul „cald" al circuitului de sarcină *LC* a etajului schimbător și punctul *A*, care, din punct de vedere al f_i este legat la masă prin 100 nF (în paralel pe 1,5 kΩ), se conectează dioda EFD 108. Rezistența R_i a diodei este conectată în paralel pe acest circuit.

În absența semnalului, $-U_{RAA} = 0$, tensiunea de polarizare a diodei $U_d = U_A - U_K = +6{,}75 - 8{,}44\ V = -1{,}69\ V$, deci dioda este blocată și rezistența ei internă $R_i > 1\,000$ kΩ, nu va afecta impedanța circuitului *LC*, care este de ordinul zecilor de kiloohmi.

În momentul în care la intrarea în receptor apare un semnal relativ slab, tensiunea $-U_{RAA}$ va fi diferită de zero și va acționa asupra tensiunii bază-emitor a tranzistorului T_{Z2} din AFI 1, micșorîndu-i curentul de colector, deci și panta.

Să urmărim evoluția curentului de colector I_c al tranzistorului T_{Z2}, a tensiunii de polarizare a diodei U_d și a rezistenței interne a diodei R_i, prezentate în tabelul de mai jos.

	I_c (mA)	$U_A - U_K = U_d$ (V) (V) (V)	R_i (kΩ)
1	1,5	+6,75 − 8,44 = −1,69	>1000
2	1,0	+7,5 − 8,44 = −0,94	1000
3	0,5	+8,25 − 8,44 = −0,19	100
4	0,37	+8,44 − 8,44 = 0	15
5	0,25	+8,625 − 8,44 = +0,185	5
6	0,15	+8,775 − 8,44 = +0,335	1

Din analiza tabelului rezultă că pentru valori $I_c > 0{,}5$ mA, $R_i \geq 100$ kΩ și RAA acționează numai prin modificarea tensiunii U_{BE} a tranzistorului T_{Z2}. Aceasta este situația la semnalele de intensitate slabă și medie. Pe măsură ce intensitatea semnalului crește, $-U_{RAA}$ determină o mișcare

sub 0,5 mA a curentului de colector, tensiunea de polarizare a diodei tinde către 0 (dinspre valori negative) ($R_i < < 100$ kΩ) și începe efectul de amortizare a circuitului *LC*. Amortizarea va fi cu atît mai mare cu cît semnalul este mai puternic, micșorînd amplificarea etajului *SF*.

Amortizarea datorită diodei este astfel întîrziată, ceea ce determină și întîrzierea acționării RAA.

Odată cu amortizarea circuitului *LC* crește și banda ($B = f/Q_S$), obținîndu-se implicit și un reglaj automat al selectivității (efect favorabil), îmbunătățindu-se calitatea audiției la semnalele puternice.

Amortizarea prin rezistența internă a unei diode se poate aplica și circuitului de intrare (de semnal) din receptor, obținîndu-se un efect de reglaj mai pronunțat al selectivității.

Reglajul automat al amplificării se aplică de obicei tranzistoarelor din AFI, uneori etajului de amplificare de radiofrecvență și foarte rar etajului de amestec.

În cazul recepției semnalelor MF, unde deformarea amplitudinii semnalelor nu prezintă importanță, RAA se aplică, de regulă, pe baza tranzistorului amplificator de RF din blocul de UUS. În acest etaj, la semnale foarte puternice, captate de antenă, pot să apară distorsiuni de intermodulație care afectează calitatea recepției, motiv pentru care se aplică acestui etaj tensiunea U_{RAA} și se iau unele măsuri suplimentare de limitare, la intrarea în etaj, a semnalelor puternice de RF. Tensiunea U_{RAA} se obține la ieșirea din demodulatorul de MF și se aplică, după filtrare, bazei tranzistorului amplificator din blocul UUS.

În unele receptoare, mai pretențioase, RAA se aplică prin acționarea unor divizoare-limitatoare echipate cu diode, obținîndu-se o curbă de reglaj corespunzătoare. Diodele sînt comandate de U_{RAA}, amplificată de un amplificator de c.c. Datorită ușurinței realizării AFI prin tehnologia circuitelor integrate, acestea sînt prevăzute cu RAA prin diode comandate. Prin acțiunea RAA se diminuează efectul nedorit al fedingului, fapt pentru care acest dispozitiv se numește *antifeding*.

IX.2.4. Reglajul automat al frecvenței (RAF sau CAF)

Asigurarea calității audiției este legată în primul rînd de realizarea, pentru oricare post recepționat, a relației $f_i = f_h - f_s$, adică a acordului corect. După cum am arătat (cap. VIII), f_s este o frecvență foarte stabilă (impusă emițătoarelor de radiodifuziune); f_h este frecvența semnalului oscilatorului local, care poate să se modifice în timpul funcționării receptorului din cauza anumitor influențe (situație în care diferența $f_h - f_s$ nu coincide cu frecvența de acord fixă, f_i a filtrelor de *FI*), producîndu-se dezacordul.

Alunecarea frecvenței oscilatorului local este mai supărătoare în gama UUS, unde, datorită frecvențelor mari de lucru, o variație procentuală mică a frecvenței oscilațiilor duce la dezacorduri mari. Pentru frecvența de 71,3 MHz o variație de 0,1% produce un dezacord de 71,3 kHz. În gama UUS, datorită valorilor mici ale induc-

tanțelor și capacităților din circuitul oscilant al oscilatorului local, variația parametrilor tranzistorului din acest etaj, va avea o pondere însemnată, ducînd la modificarea frecvenței oscilațiilor.

Pentru diminuarea abaterii frecvenței oscilatorului local $\Delta f_h/f_h$, majoritatea receptoarelor sînt prevăzute cu reglajul (controlul) automat al frecvenței, RAF sau CAF.

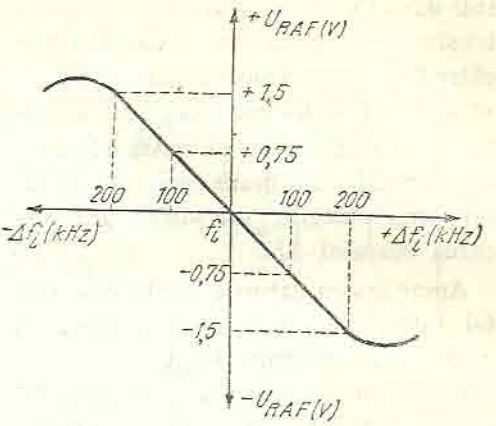
Funcționarea RAF se bazează pe proprietatea etajului demodulator MF de a da o componentă de tensiune continuă de mărime și semn, în funcție de valoarea frecvenței intermediare f_i aplicate, și de existența în circuitul oscilatorului local al unui element reactiv (C sau L) care depinde de această tensiune.

Analizînd variația tensiunii de la ieșire în funcție de valoarea frecvenței intermediare f_i, pe caracteristica de lucru (curba în „S") a demodulatorului MF (fig. IX.20) se constată următoarele:

— cînd valoarea frecvenței intermediare crește ($f_i + \Delta f_i$), la ieșire se obține o tensiune negativă ($-U_{RAF}$) proporțională cu valoarea creșterii Δf_i;

— în caz contrar, cînd valoarea frecvenței intermediare se micșorează ($f_i - \Delta f_i$), se obține o tensiune pozitivă ($+U_{RAF}$) proporțională cu Δf_i;

— dacă frecvența intermediară f_i va avea valoarea corectă, tensiunea de la ieșirea demodulatorului va fi egală cu zero (originea axelor) (v. fig. IX.20). S-a notat cu Δf_i eroarea de frecvență, adică diferența dintre valoarea reală și cea corectă a frecvențelor.



IX.20. Caracteristica de lucru a demodulatorului MF.

Tensiunea $\pm U_{RAF}$ va servi la reglarea (controlarea) automată a frecvenței oscilatorului local.

Modificarea valorii frecvenței intermediare, care se aplică demodulatorului, este egală cu alunecarea (variația) frecvenței oscilatorului local, în conformitate cu relația:

$(f_i \pm \Delta f_i) = (f_h \pm \Delta f_h) - f_s$, deci $\Delta f_i = \Delta f_h$. Prin urmare, valoarea tensiunii $\pm U_{RAF}$ va fi proporțională cu variația de frecvență a oscilatorului local Δf_h. Dacă f_i corectă = 10,7 MHz și f_i reală = 10,9 MHz, rezultă Δf_i = 10,9 MHz — 10,7 MHz = 0,2 MHz, prin urmare: $\Delta f_h = f_h$ reală $- f_h$ corectă = 0,2 MHz = 200 kHz [adică o alunecare (o eroare) a frecvenței oscilațiilor locale de 200 kHz].

Pentru reglarea (controlarea) valorii frecvenței f_h, este necesar ca în schema electrică a oscilatorului local să fie prevăzut un element (dispozitiv) al cărui parametru reactiv (L sau C) să fie dependent de tensiune.

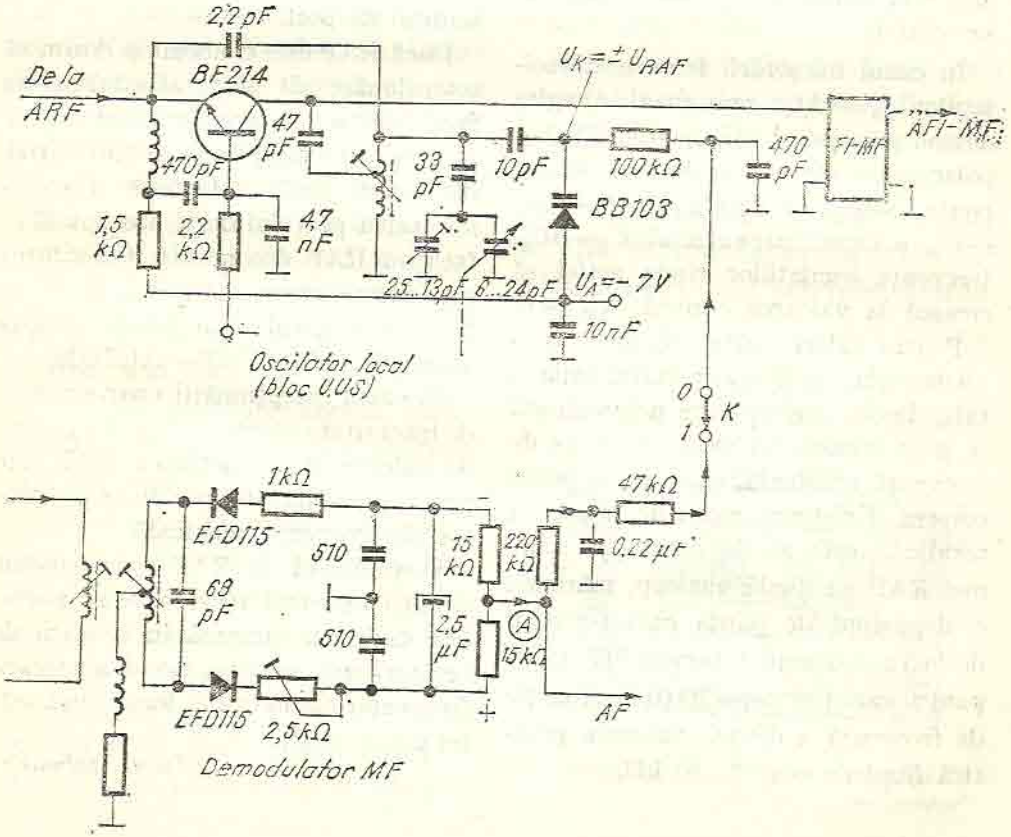
În majoritatea cazurilor se utilizează dioda varicap (varactor), a cărei capa-

citate C_d este dependentă de tensiunea inversă aplicată.

Sistemul RAF cu diodă varicap are o serie de avantaje printre care: simplitatea schemei, reglajul se face fără inerție (fiind electronic), tensiunea provenită de la demodulatorul MF ($\pm U_{RAF}$) este de valoare suficientă pentru reglaj etc.

Schema electrică a RAF cu dioda varicap este prezentată în fig. IX.21. În schema oscilatorului local (din blocul de UUS), în paralel cu circuitul oscilant, se află capacitatea echivalentă $C_0 = \frac{C_d \cdot 10\text{ pF}}{C_d + 10\text{pF}}$, unde C_d este capacitatea diodei varicap BB 103, la tensiunea de polarizare inversă: $-A_A - U_K = -U_A - (\pm U_{RAF}) = -7$ V, adică atunci cînd $\pm U_{RAF} = 0$. În această situație, oscilatorul local generează oscilații cu frecvența corectă f_h (eroarea este nulă, $\Delta f_h = 0$).

De la ieșirea din demodulatorul MF în punctul A (fig. IX.21) se obține componenta de audiofrecvență AF și componenta continuă care prin rezistorul de 220 kΩ, grupul de filtraj 0,22 μF și 47 kΩ (necesar decuplării componentei de audiofrecvență), rezistorul de 100 kΩ se aplică catodului diodei varicap ($U_K = \pm U_{RAF}$).



XI. 21. Schema RAF (CAF) cu diodă varicap.

În momentul în care apare o creștere a frecvenței oscilatorului local (datorită unei influențe nedorite), $f_h + \Delta f_h$, rezultă o creștere a frecvenței intermediare față de valoarea corectă cu $\Delta f_i = \Delta f_h$ (ca urmare a schimbării frecvenței). La ieșirea din discriminator apare o tensiune negativă, deci pe catodul diodei varicap apare o tensiune $U_K = -U_{RAF}$, tensiunea de polarizare inversă aplicată diodei va fi: $-U_A - U_K = -U_A - (-U_{RAF}) = -U_A + U_{RAF}$, adică va fi mai mică, capacitatea C_d va crește cu valoarea ΔC_d, astfel frecvența oscilatorului va tinde să scadă pînă la valoarea corectă $\Delta f_h = 0$, adică se produce reglajul frecvenței.

În cazul micșorării frecvenței oscilațiilor $f_h - \Delta f_h$, tensiunea de reglaj devine pozitivă $+ U_{RAF}$ (fig. IX.21), polarizarea inversă a diodei varicap crește, $-U_A - (+U_{RAF}) = -A_A - U_{RAF}$, capacitatea ei scade $C_d - \Delta C_d$, frecvența oscilațiilor tinde astfel să crească la valoarea corectă $\Delta f_h = 0$.

Pentru valori foarte mici ale tensiunii de reglaj, $\pm U_{RAF}$, variația capacității diodei varicap este neînsemnată și, prin urmare, va exista o eroare de frecvență reziduală, care nu se poate corecta. Existența erorii de frecvență reziduală este un dezavantaj al schemei RAF cu diodă varicap, mărimea ei depinzînd de panta caracteristicii de lucru a demodulatorului MF și de panta variației capacității în funcție de frecvență a diodei, valoarea practică fiind de cca 10...30 kHz.

Sistemul de RAF se caracterizează prin *banda de prindere*, ce reprezintă proprietatea dispozitivului de a menține frecvența oscilatorului cu eroarea de frecvență reziduală dată, mărimea ei fiind de cca 400...500 kHz. Practic, banda de prindere se verifică în modul următor: se deconectează (prin K) RAF și se dezacordează cu butonul de acord receptorul, apoi se conectează RAF și acesta trebuie să realizeze acordul corect, valoarea dezacordului la care se produce încă reglajul automat (RAF — acționează) reprezintă banda de prindere. În interiorul benzii de prindere, RAF funcționează constant și aduce (cu eroarea reziduală) acordul de post.

Dacă RAF este conectat și dorim să recepționăm alt post, acordul se va face „elastic" datorită tendinței RAF de a menține recepția pe postul inițial, din acest motiv este indicat ca la selectarea postului dorit acordul să se facă cu RAF deconectat. Conectarea sau deconectarea acționării RAF se face cu ajutorul unui buton (clapă) notat, de obicei, CAF—(AUTOM).

În cazul recepționării unor semnale de intensitate slabă (deci $\pm U_{RAF}$ este de valoare mică), acțiunea RAF este puțin sesizabilă, apropiindu-se de eroarea de frecvență reziduală.

Dispozitivul de RAF este deosebit de util în cazul receptoarelor portabile care funcționează în condiții de temperatură diferite, riscul alunecării frecvenței oscilatorului local fiind astfel mai ridicat.

(Imre Szatmary)

TRADUCTOARE ELECTROACUSTICE

X.1. CASCA ELECTROMAGNETICĂ

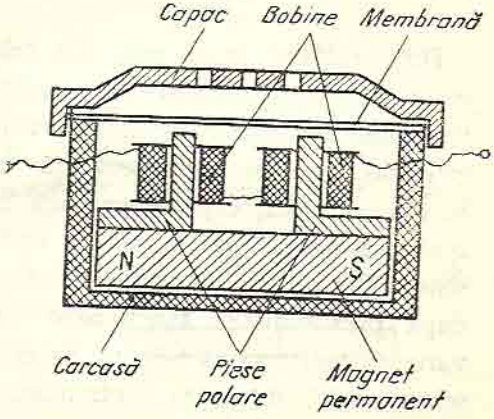
Este unul dintre cele mai simple traductoare electroacustice. Funcționarea ei se bazează pe interacțiunea dintre un cîmp magnetic variabil și o membrană subțire din fier sau alt material paramagnetic.

În fig. X.1 este prezentată schematic o secțiune într-o cască electromagnetică. Cele două bobine, străbătute de curent alternativ, creează un cîmp magnetic variabil, care se suprapune peste cîmpul magnetic constant, produs de magnetul permanent. Sub acțiunea celor două cîmpuri magnetice, membrana este atrasă mai mult sau mai puțin și descrie oscilații mecanice.

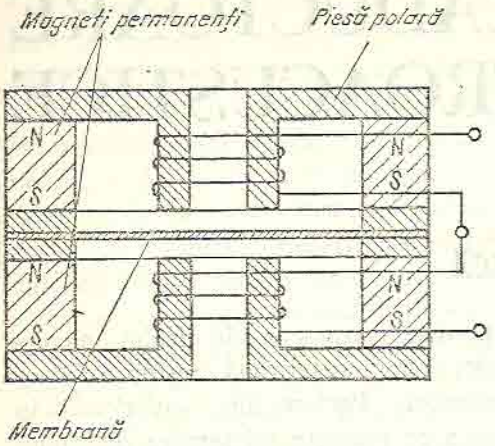
Frecvența acestor oscilații este egală cu frecvența c.a. care circulă prin bobine. Prin antrenarea aerului, oscilațiile mecanice ale membranei se transformă în unde acustice.

Cîmpul constant, creat de magnetul permanent, determină o anumită tensionare a membranei, contribuind la reducerea distorsiunilor. La căștile moderne, fluxul constant, creat de magnetul permanent, este de cîteva mii de ori mai mare decît fluxul magnetic creat de curentul ce străbate bobinele. Totuși, fluxul magnetic constant nu se poate mări oricît de mult deoarece se produce saturarea circuitului magnetic, ceea ce determină creșterea distorsiunilor. Performanțe superioare în ceea ce privește micșorarea distorsiunilor și a măririi domeniului frecvențelor redate se obțin cu căști electromagnetice cu sistem magnetic diferențial (fig. X.2).

După cum se vede, membrana este plasată între doi magneți, fiind în echilibru în absența semnalului alternativ. Întrucît fluxul magnetic nu se închide prin membrană și deci aceasta se află în stare nesaturată, se pot folosi magneți mai puternici, sensibilitatea acestor căști fiind astfel mai



X.1. Secțiune printr-o cască electromagnetică.



X.2. Secțiune printr-o cască electromagnetică cu sistem magnetic diferențial.

ridicată. Impedanța căștilor se măsoară în general la frecvența de 1 000 Hz și este cuprinsă între cîteva zeci și cîteva mii de ohmi. Sensibilitatea, sau coeficientul de transfer al căștilor, reprezintă raportul dintre presiunea acustică creată în banda audio și tensiunea aplicată la borne. Căștile electromagnetice cu sistem magnetic simplu au o sensibilitate cuprinsă între 7 și 15 N/m²V, iar cele cu sistem magnetic diferențial, între 20...40 N/m²V. Neuniformitatea acestei sensibilități în banda transmisă, la căștile simple, este de ordinul 20...40 dB, față de numai 5...15 dB, la cele diferențiale.

Distorsiunile neliniare, introduse de căști, se măsoară aplicînd la borne un semnal sinusoidal cu frecvența de 1 000 Hz și amplitudinea 1,65 V. Coeficientul de distorsiuni neliniare este mai mic de 5...8 %.

Banda de frecvențe redate de căștile electromagnetice nu depășește 4...5 kHz. Cînd este necesară redarea unui spectru mai larg de frecvențe, cum este cazul audițiilor stereofonice, se folosesc căști speciale, construite din difuzoare electrodinamice sau piezoelectrice, miniatură.

Căști speciale, miniatură, se folosesc uneori la aparatele de radio de buzunar.

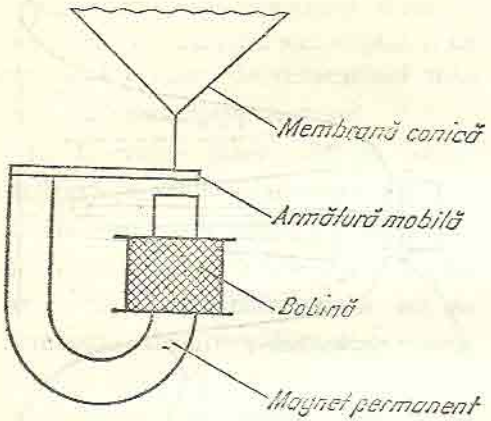
X.2. DIFUZORUL, TIPURI, PARAMETRI

Difuzorul constituie unul din cele mai răspîndite traductoare electroacustice, fiind destinat transformării energici electrice de audiofrecvență în energie acustică, care se propagă în spațiul învecinat sub formă de unde sonore. Clasificarea difuzoarelor se face după principiul de funcționare sau varianta constructivă folosită. Se deosebesc astfel: difuzoare electromagnetice, electrodinamice, electrostatice, piezoelectrice, ionice etc.

X.2.1. Difuzorul electromagnetic

Se compune dintr-un magnet permanent, de care este fixată o armătură mobilă din fier moale (fig. X.3).

La trecerea unui c.a. prin bobina montată pe magnet, apare un flux magnetic variabil, care se adaugă sau se scade din fluxul constant al magnetului. Rezultă o forță de atracție variabilă, care face să vibreze armătura elastică. Armătura pune în mișcare o membrană conică, producînd astfel



X.3. Difuzorul electromagnetic.

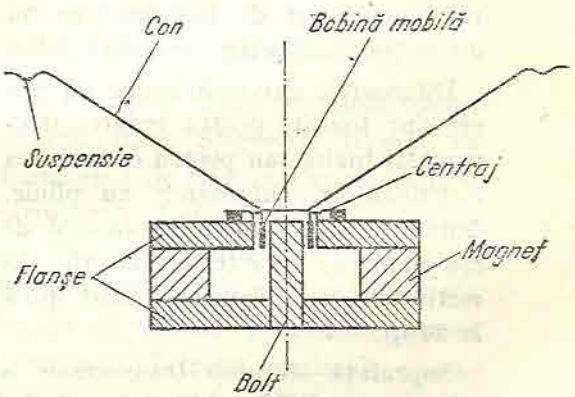
unde acustice. Deşi s-au realizat şi unele tipuri perfecţionate, cu sisteme magnetice diferenţiale, aceste difuzoare nu se mai fabrică în prezent, datorită benzii înguste de frecvenţe redate, precum şi a prezenţei unor rezonanţe parazite ale armăturii mobile.

X.2.2. Difuzorul electrodinamic

Este cel mai răspîndit tip de difuzor care se foloseşte astăzi, fiind realizat într-o mare diversitate de forme constructive, puteri nominale sau impedanţe de intrare.

Se întîlneşte în două variante principale: cu radiaţie directă, la care elementul oscilant — membrana — este în contact direct cu aerul şi difuzoare la care elementul oscilant — membrana — este cuplat cu aerul prin intermediul unei pîlnii. Datorită dimensiunilor relativ mici şi a performanţelor satisfăcătoare într-o gamă largă de frecvenţe, difuzoarele electrodinamice cu radiaţie directă (fig. X.4) se utilizează în sonorizări de mică putere: receptoare de radio şi televiziune, magnetofoane, staţii de amplificare etc. Elementul radiant al acestui tip de difuzor este compus dintr-o membrană conică, realizată din pastă de celuloză şi fixată solidar cu bobina mobilă. Membrana are un sistem de centraj, confecţionat dintr-un material textil impregnat şi un sistem de suspensie elastic, realizat prin gofrarea membranei sau prin lipirea pe marginea membranei a unei fîşii de piele sau cauciuc. Bobina mobilă trebuie să fie cît mai uşoară şi să ocupe un spaţiu cît mai mic pentru a se putea mişca liber în întrefierul circuitului magnetic. La trecerea unui curent prin bobină, asupra acesteia va acţiona o forţă paralelă cu axul ei. Cînd prin bobină va trece un c.a., forţa va fi în orice moment proporţională cu valoarea instantanee a intensităţii curentului şi îşi va schimba sensul la fiecare semialternanţă. Bobina va oscila deci, în întrefier, paralel cu axa ei, cu o frecvenţă egală cu cea a curentului care o străbate.

Membrana conică transformă aceste oscilaţii mecanice în unde acustice,



X.4. Secţiune printr-un difuzor electrodinamic cu radiaţie directă.

dar cu un randament foarte scăzut (0,5...8%). Deci, un difuzor avînd o putere electrică de 10 W și un randament de 1%, va radia o putere acustică de 100 mW.

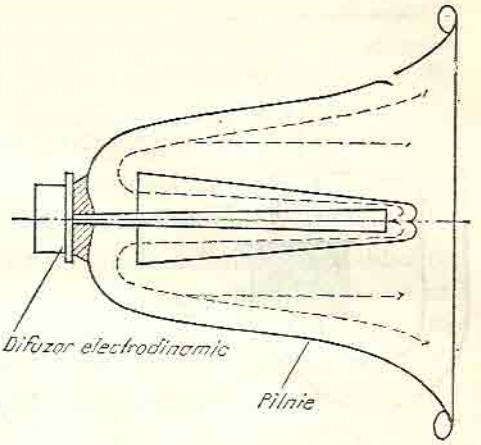
Circuitul magnetic trebuie să producă în întrefier un cîmp magnetic cu inducție cît mai ridicată. În acest sens, pentru realizarea magnetului permanent, se folosesc o serie de aliaje metalice ca: *Alni, Alnico, Ticonal* etc. Însușirile unui magnet sînt apreciate în funcție de valoarea produsului dintre inducție și intensitatea cîmpului magnetic creat, care trebuie să fie cît mai ridicată.

Întrucît impedanța bobinei mobile are valori reduse (3...15 Ω), aceste difuzoare se folosesc cu amplificatoare de putere avînd rezistență de ieșire mică, sau în montaje cu transformatoare de adaptare. Pentru a putea fi montate cu ușurință în spațiul limitat din radioreceptoare sau magnetofoane, se construiesc și difuzoare electrodinamice avînd membrana eliptică.

Difuzoarele cu radiație directă normale permit, în condițiile unei neuniformități de ordinul 10...15 dB, redarea unei benzi de frecvențe ce nu depășește 6...7 kHz.

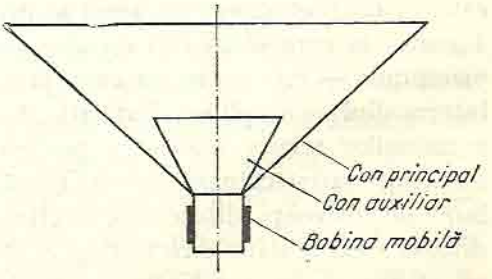
Difuzoarele electrodinamice cu pîlnie sînt folosite pentru redarea frecvențelor înalte sau pentru construirea megafoanelor. Difuzoarele cu pîlnie, denumite și *difuzoare cu cameră de compresie*, se caracterizează prin directivitate și randament ridicat (pînă la 50%).

Suprafața secțiunii transversale a pîlniei se modifică continuu, urmînd o lege exponențială, liniară sau hiperbolică. Frecvențele minime redate depind de dimensiunile pîlniei. Pentru a nu rezulta lungimi prea mari, pîlnia se împarte în cîteva segmente care se montează concentric (fig. X.5). Din gîtul pîlniei, unde acționează membrana, mișcarea se transmite, progresiv, către deschiderea ei, punîndu-se astfel în vibrație mase din ce în ce mai mari de aer, pe măsură ce diametrul crește. Așa se explică randamentul ridicat al acestor difuzoare.



X.5. Secțiune printr-un difuzor electrodinamic cu cameră de compresie.

Pentru lărgirea caracteristicii de directivitate, difuzoarele electrodinamice se pot realiza și cu două conuri (fig. X.6).



X.6. Sistem radiant cu două conuri.

Radiatorul este constituit dintr-un con principal, circular sau eliptic și un con suplimentar, de dimensiuni mici cu o rigiditate proprie mare.

La frecvențe joase, ambele conuri oscilează sinfazic, iar diagrama de directivitate este largă. La frecvențe medii conul mare devine directiv, dar caracteristica de directivitate nu se îngustează deoarece intervine conul mic care lucrează ca dispersor de sunet. În domeniul frecvențelor înalte (4...6 kHz), conul mare radiază foarte puțin, el constituind doar un reflector pentru undele radiate în spate de conul mic. Pe lîngă menținerea unei diagrame de directivitate constante, sistemul permite și îmbunătățirea caracteristicii de frecvență, difuzoarele cu două conuri putînd reda frecvențe pînă la 12...13 kHz.

X.2.3. Difuzorul electrostatic

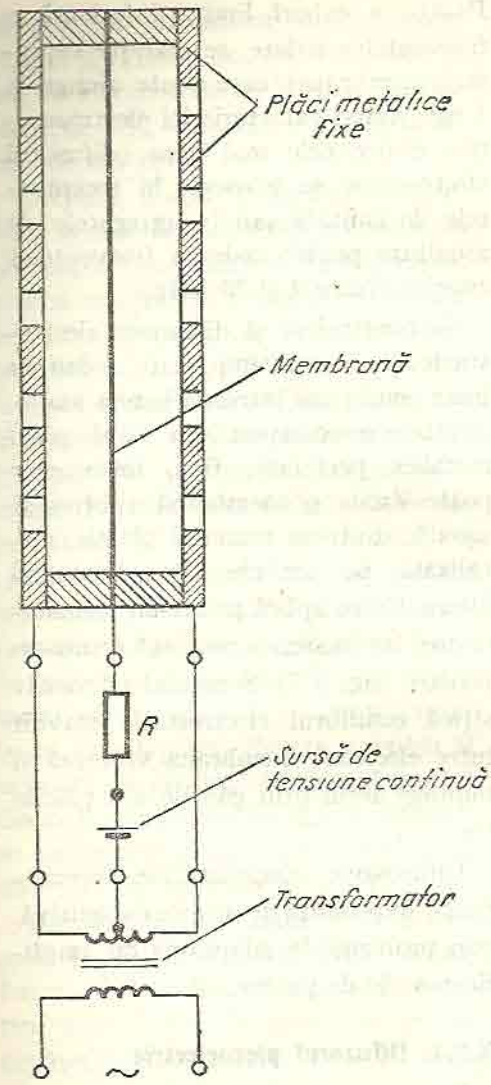
Este constituit dintr-un electrod fix, perforat (transparent sonor), și un electrod mobil. Electrodul mobil este format dintr-o peliculă foarte subțire de material plastic, acoperită cu un strat metalic. Între electrozii acestei structuri, asemănătoare unui capacitor, se aplică o tensiune continuă, ce poate atinge 5...7 kV, peste care se suprapune semnalul alternativ de joasă frecvență. Principalele avantaje ale difuzorului de acest tip constau în aceea că membrana este foarte ușoară și excitarea ei se face pe întreaga suprafață, astfel încît pot fi redate foarte bine frecvențele înalte, distorsiunile fiind minime. Pentru a coborî limita inferioară a frecvențelor redate, se mărește suprafața membranei, care poate ajunge la 1 m^2. Avînd caracteristici electroacustice dintre cele mai bune, difuzorul electrostatic se folosește în receptoarele de calitate sau în agregatele de ascultare pentru redarea frecvențelor cuprinse între 7 și 20 kHz.

Se construiesc și difuzoare electrostatice în contratimp, care redau în bune condițiuni întreaga bandă audio. Acestea se compun din două plăci metalice perforate, fixe, între care poate oscila o membrană subțire și ușoară, dintr-un material plastic, metalizată pe ambele fețe. Semnalul alternativ se aplică printr-un transformator, iar tensiunea continuă printr-un rezistor (fig. X.7). Semnalul alternativ strică echilibrul electrostatic stabilit între electrozi, membrana vibrează și împinge aerul prin găurile din plăcile fixe.

Difuzoarele electrostatice, prezentînd o impedanță de intrare capacitivă, pun probleme la adaptarea cu amplificatoarele de putere.

X.2.4. Difuzorul piezoelectric

Este format dintr-un cristal piezoelectric (sare Seignette, titanat de bariu etc.) de care se fixează rigid o membrană. Datorită efectului piezoelectric, la aplicarea unei tensiuni alternative pe fețele cristalului, acesta începe să vibreze, punînd în mișcare membrana. Întrucît oscilațiile cristalului au elongații mici, puterea acustică creată de aceste difuzoare este



X.7. Secțiune printr-un difuzor electrostatic.

redusă. Se folosesc pentru construcția căștilor, sau pentru redarea frecvențelor înalte.

X.2.5. Difuzorul ionic (ionofonul)

Se compune dintr-o cameră de ionizare, în care se produce încălzirea și ionizarea aerului prin aplicarea unei tensiuni de radiofrecvență (cca 27 MHz) cu amplitudine ridicată. Tensiunea de radiofrecvență este modulată în amplitudine cu semnalul de joasă frecvență ce trebuie redat, determinînd astfel variația instantanee a presiunii și temperaturii aerului. Aerul ionizat pătrunde printr-o fantă îngustă într-un horn ce îndeplinește rolul de element radiator. Apar astfel unde acustice fără a exista vreun element în mișcare. Sistemul lucrează foarte bine doar la frecvențe mari (peste 2 kHz). Întrucît există pericolul apariției unor radiații parazite, difuzorul trebuie ecranat corespunzător.

BROWN, Sidney George (n. 6 iul. 1873, Chicago — m. 7 aug. 1948 Sidmouth, Devon, Anglia), inginer electrician englez, de origine americană. Studii la Universitatea din Londra. Atras de la început de studiul telegrafiei și, ulterior, de cel al radiofoniei, obține, de timpuriu, realizări remarcabile în domeniul transmisiunilor telegrafice prin cablu submarin (1899). Încercînd să fructifice invențiile sale și ale principalului său colaborator, Henry Hozier, fondează „Telegraph Condenser Company". În domeniul telegrafiei fără fir pune la punct un dispozitiv ce poate fi considerat prototipul microfonului de mai tîrziu. Prin mai multe patente succesive ajunge să dea o formă aproape definitivă difuzorului, așa cum va fi utilizat în primele aparate de radio apărute după 1920. Este autorul a numeroase alte invenții (un compas giroscopic pentru nave și pentru avioane, un electromegafon ș.a.).

(Vasile Văcaru)

X.3. PARAMETRII DIFUZOARELOR

Principalii parametri ai difuzoarelor, ce permit o utilizare judicioasă, sînt:

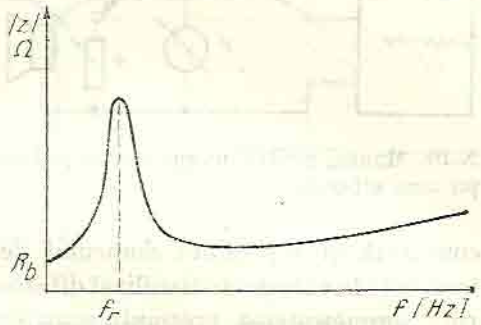
X.3.1. Puterea nominală

Exprimată în VA (W)]

Reprezintă puterea electrică ce poate fi aplicată unui difuzor, astfel încît temperatura elementelor acestuia să nu depășească o anumită valoare, iar distorsiunile să fie mai mici decît o valoare dată de fabricant (de ex. 5%). Difuzoarele electrodinamice se realizează într-o gamă foarte largă de puteri nominale, de la 0,1 W și pînă la zeci de wați.

X.3.2. Impedanța de intrare

Reprezintă impedanța electrică măsurată la borne. La difuzoarele electrodinamice ea variază odată cu frecvența (fig. X.8) și are două componente, una reprezentînd impedanța electrică propriu-zisă a bobinei mobile, iar cealaltă efectul rezonanței mecanice a sistemului mobil. A doua componentă contează numai în jurul valorii frecvenței de rezonanță mecanică (f_r). La frecvențe joase ($f < f_r$) și medii impedanța difuzorului are o valoare aproximativ constantă și apropiată de valoarea rezistenței electrice a bobinei mobile. La frecvențe mai ridicate, impedanța devine inductivă, deoarece începe să conteze inductanța bobinei mobile. Variația impedanței este strîns legată cu alți parametri ai difuzorului și anume: presiunea acustică standard și banda de lucru.



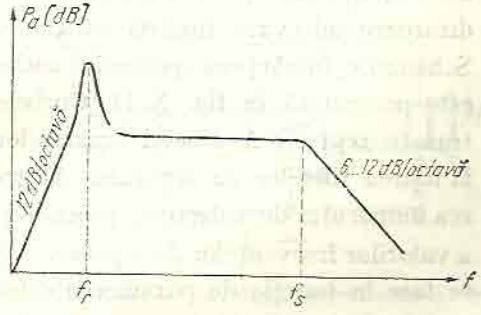
X.8. Graficul modulului impedanței electrice de intrare a unui difuzor cu radiație directă.

X.3.3. Presiunea acustică standard

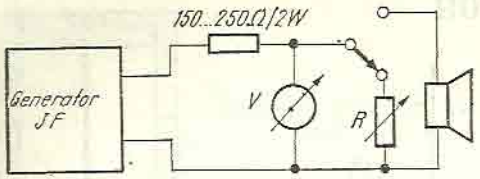
Reprezintă presiunea obținută la distanța de 1 m, atunci cînd difuzorului i se aplică 0,1 W. Valoarea ei se exprimă în [N/m²] sau în [dB], față de presiunea de referință:

$$P_{ref} = 2 \cdot 10^{-5} [\mathrm{N/m^2}].$$

Variația presiunii acustice, creată de un difuzor electrodinamic, în funcție de frecvență, este prezentată în fig. X.9. Domeniul de frecvență în care presiunea acustică nu scade sub o anumită valoare corespunde cu cel în care impedanța este aproximativ



X.9. Dependența puterii acustice de frecvență.



X.10. Montaj pentru măsurarea impedanței unui difuzor.

constantă și reprezintă domeniul de frecvență în care poate fi utilizat difuzorul. Supracreșterea presiunii acustice și a impedanței la frecvența de rezonanță mecanică poate atinge uneori valori mari (200...300%). Evitarea acestui efect se poate realiza prin montarea difuzoarelor în incinte bass-reflex.

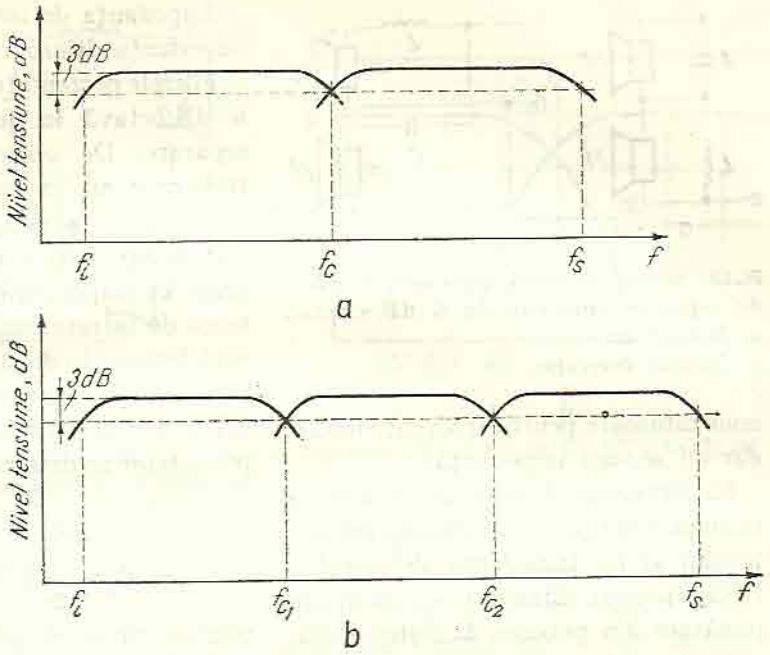
Presiunea acustică este mai dificil de măsurat, dar impedanța se măsoară ușor folosind montajul din fig. X.10. Prin comutarea generatorului de joasă frecvență de pe difuzor pe o sarcină etalonată (R), se urmărește obținerea aceleiași indicații la voltmetrul V. În acest moment, impedanța este egală cu valoarea rezistenței etalon. Variația în spațiu a presiunii acustice create reprezintă caracteristica de directivitate a difuzorului. Unghiul în care presiunea nu scade sub un anumit procent din valoarea maximă se numește unghi de deschidere, și mărimea lui depinde de aplicațiile concrete în care se folosesc difuzoarele.

X.4. SISTEME DE DIFUZOARE CU FILTRE DE SEPARARE

Deoarece realizarea unor difuzoare care să redea în mod corespunzător întreaga gamă audio este complicată, în practică este preferată împărțirea benzii de transmisie în două, trei sau chiar patru subgame cu ajutorul unor filtre. Se obțin sisteme de difuzoare cu mai multe benzi, care permit redarea unui spectru larg de frecvențe, cu distorsiuni reduse, întrucît se folosesc difuzoare adecvate fiecărei subgame. Schematic, împărțirea spectrului audio este prezentată în fig. X.11. Curbele trasate reprezintă nivelul tensiunilor la ieșirea filtrelor de separare. Alegerea numărului de subgame, precum și a valorilor frecvențelor de separare (f_c) se face în funcție de parametrii difuzoarelor utilizate și de caracteristica de frecvență cerută sistemului.

Astfel, cele mai utilizate frecvențe de separare sînt cuprinse între 400... ...800 Hz și 4...5 kHz. Există multe difuzoare cu puteri de 6...10 W, ce permit redarea frecvențelor joase și medii, adică a frecvențelor cuprinse între 40 Hz și 5 kHz. Acestea se pot folosi ca difuzoare principale în cadrul unor sisteme simple, asemenea celor prezentate în fig. X.12.

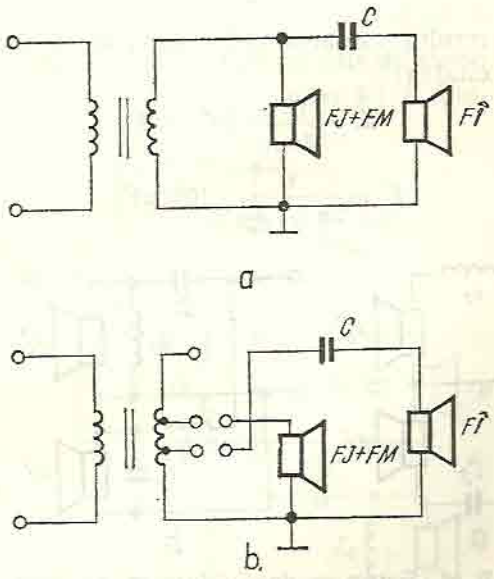
Frecvențele mai mari de 5 kHz sînt redate cu difuzoare pentru frecvențe înalte, a căror putere electrică poate fi chiar mai mică de 10% din puterea difuzorului principal. Conectarea, ca în fig. X.12a, se folosește atunci cînd impedanțele celor două difuzoare sînt aproximativ egale; cînd impedanțele diferă, se folosește montajul din fig. X.12b. Valoarea capacitorului C poate fi determinată cu condiția ca, la frec-



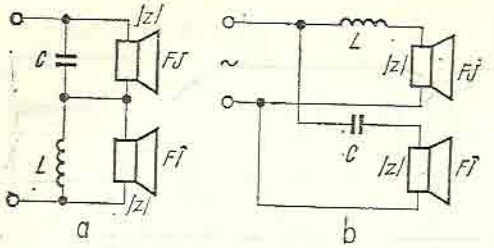
X.11. Caracteristici de frecvență pentru rețele de difuzoare cu filtre de separare.

venta de separare, reactanța capacitivă să fie egală în modul cu impedanța difuzorului. Conectarea difuzorului de FI nu strică adaptarea, ci dimpotrivă o îmbunătățește deoarece, la frecvențe mari, impedanța difuzorului principal crește. Se pot conecta, în paralel, mai multe difuzoare principale sau de FI, cu condiția asigurării unei sinfazări corecte. Se observă că în aceste cazuri la difuzorul principal se aplică întreg spectrul audio, dat de amplificatorul de putere.

Foarte răspîndite sînt sistemele ce utilizează filtre pentru separarea frecvențelor transmise difuzoarelor. În fig. X.13 este prezentat modul de conectare al unor difuzoare principale (pentru frecvențe medii și joase) și a



X.12. Sistem cu două difuzoare, avînd impedanțele aproximativ egale (a) sau diferite (b).



X.13. Sistem cu două difuzoare, cu filtre de separare (atenuare de 6 dB/octavă).
a. Montaj serie.
b. Montaj derivație.

unor difuzoare pentru frecvențe înalte, dar cu aceeași impedanță.

La frecvența de separare, reactanța bobinei este egală cu reactanța capacitorului și cu impedanța difuzorului. Deci, fiecărui difuzor i se va aplica jumătate din puterea de ieșire a amplificatorului.

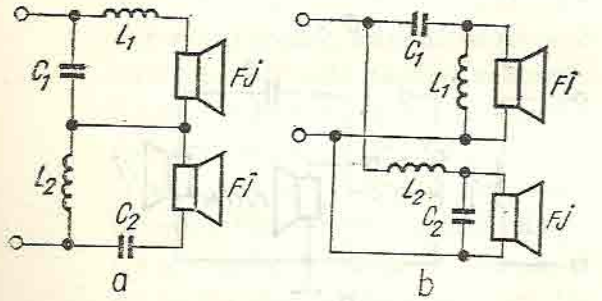
Din condiția:

$$\omega_c L = \frac{1}{\omega_c C} = |Z|$$

rezultă valoarea inductanței și capacitatea:

$$L = \frac{|Z|}{2\pi f_c} \cdot 10^3 \text{ [mH]},$$

$$C = \frac{1}{2\pi f_c |Z|} \cdot 10^6 \text{ [}\mu\text{F]}.$$



X.14. Sistem cu două difuzoare, cu filtre de separare (atenuare de 12 dB/octavă).
a. Montaj serie.
b. Montaj derivație.

Impedanța de intrare este egală cu impedanța difuzoarelor.

Filtrele prezentate dau o atenuare de 6 dB/octavă în jurul frecvenței de separare. De obicei se folosesc filtrele care au atenuări mai mari, cu mai multe inductanțe și capacități (fig. X.14). Impedanța de intrare este egală cu impedanța unui difuzor, puterea de intrare împărțindu-se în mod egal între cele două difuzoare. Caracteristica de frecvență prezintă atenuări de cca 12 dB/octavă. Valorile componentelor se determină cu relațiile:

$$L_1 = L_2 = \frac{|Z|}{2{,}82 \cdot \pi \cdot f_c} \cdot 10^3 \text{ [mH] și}$$

$$C_1 = C_2 = \frac{1{,}41}{2\pi f_c |Z|} \cdot 10^6 \text{ [}\mu\text{F]}$$

pentru circuitul din fig. X.14a și, respectiv:

$$L_1 = L_2 = \frac{1{,}41 |Z|}{2\pi f_c} \cdot 10^3 \text{ [mH] și}$$

$$C_1 = C_2 = \frac{10^6}{2{,}82\pi f_c |Z|} \text{ [}\mu\text{F]}$$

pentru circuitul din fig. X.14b.

Prin creșterea numărului de bobine și capacitoare se pot obține filtre cu atenuări de 18 dB/octavă (fig. X.15), dar acestea se utilizează mai rar.

Valorile componentelor se determină cu relațiile:

$$L_1 = \frac{3|Z_1|}{4\pi f_c} \cdot 10^3 \text{ [mH]};$$

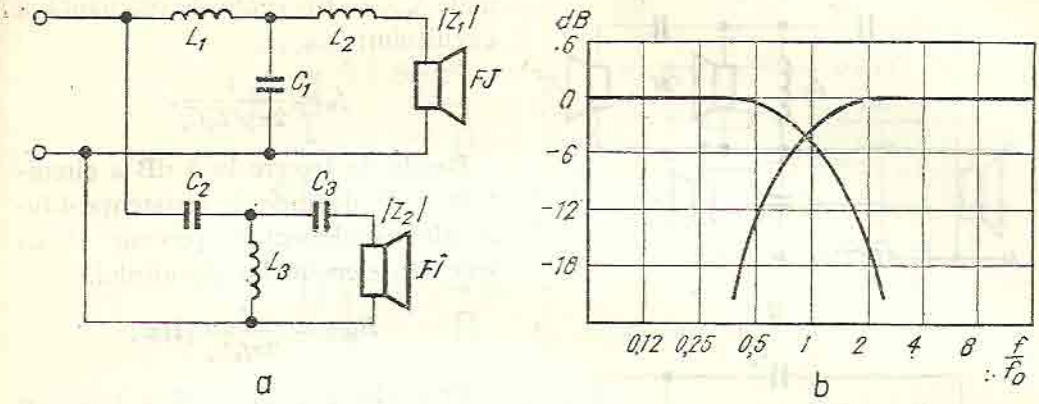
$$L_2 = \frac{|Z_1|}{4\pi f_c} \cdot 10^3 \text{ [mH]};$$

$$L_3 = \frac{3|Z_2|}{8\pi f_c} \cdot 10^3 \text{ [mH]};$$

$$C_1 = \frac{2}{3\pi f_c |Z_1|} \cdot 10^6 \text{ [}\mu\text{F]};$$

$$C_2 = \frac{1}{3\pi f_c |Z_2|} \cdot 10^6 \text{ [}\mu\text{F]};$$

$$C_3 = \frac{1}{\pi f_c |Z_2|} \cdot 10^6 \text{ [}\mu\text{F]}.$$



X.15. Sistem cu două difuzoare, cu filtre de separare (atenuare de 18 dB/octavă) (a) și caracteristica de frecvență a filtrelor (b).

Caracteristica de frecvență a filtrelor este prezentată în fig. X.15b.

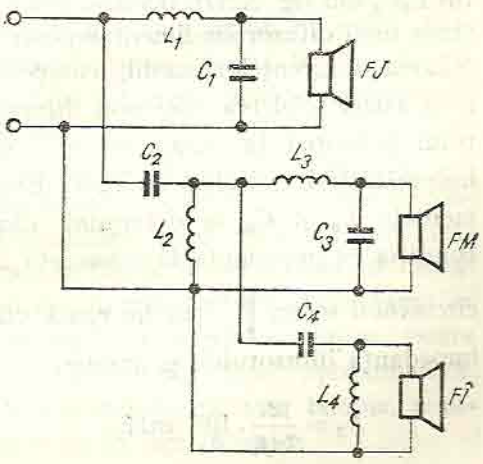
O caracteristică de frecvență mai uniformă, într-o gamă largă, și distorsiuni de intermodulație mai mici prezintă sistemele de difuzoare cu filtre de separare pentru trei benzi de frecvență. Se folosesc difuzoare separate pentru redarea frecvențelor joase (FJ), medii (FM) și înalte (FÎ).

Cînd impedanțele acestor difuzoare sînt egale, se utilizează schemele din fig. X.16 care constau în două filtre conectate în paralel. Primul filtru (L_1C_1) permite trecerea spre difuzorul FJ a frecvențelor $f < f_{c1}$.

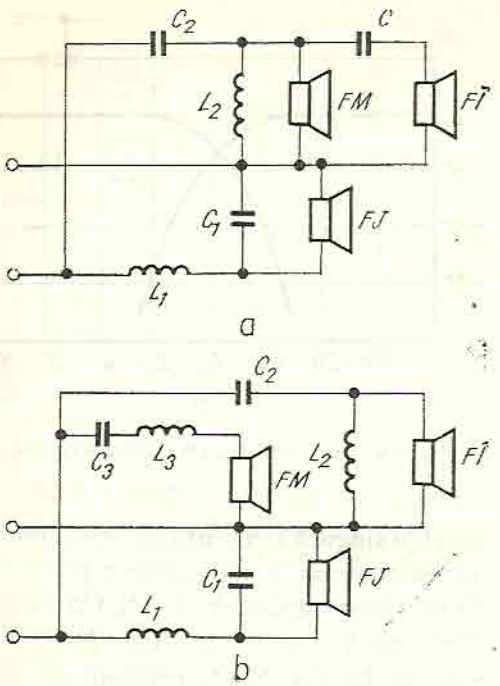
După trecerea prin filtrul L_2C_2, domeniul de frecvențe, $f > f_{c1}$, se împarte cu ajutorul filtrelor L_3C_3 și L_4C_4.

Cele două perechi de filtre se calculează cu relațiile folosite pentru circuitul din fig. X.14b, pentru f_{c1} și, respectiv, f_{c2}.

În practică, amatorii folosesc și sisteme mai simple cu numai două benzi (o singură frecvență de separare), dar cu conectarea unui difuzor pentru FÎ printr-un capacitor (fig. X.17a) sau printr-un circuit serie (fig. X.17b). Schema din fig. X.17a prezintă dezavantajul unei anumite neuniformități a caracteristicii de frecvență în partea superioară a benzii audio, deoarece în această porțiune radiază atît difuzorul pentru FM, cît și cel pentru FÎ. Circui-



X.16. Sisteme de difuzoare cu filtre de separare pentru trei benzi de frecvență.



X.17. Sisteme de trei difuzoare cu filtre de separare pentru două benzi de frecvență.
a. Cu difuzorul de FÎ conectat prin capacitor.
b. Cu difuzorul de FM conectat prin circuit serie.

tul L_3C_3 din fig. X.17b permite conectarea unui difuzor suplimentar pentru redarea frecvențelor medii, compensînd astfel scăderea eficienței difuzorului principal în acest domeniu și îmbunătățind calitatea audiției. Elementele L_3 și C_3 se determină din condiția ca impedanța la rezonanță a circuitului serie: $\sqrt{\frac{L_3}{C_3}}$ să fie egală cu impedanța difuzorului, și anume:

$$L_3 = \frac{|Z|}{2\pi f_0} \cdot 10^3 \text{ [mH]},$$

$$C_3 = \frac{10^6}{2\pi f_0 |Z|} \text{ [μF]},$$

unde f_0 este frecvența de rezonanță a circuitului:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_3C_3}}.$$

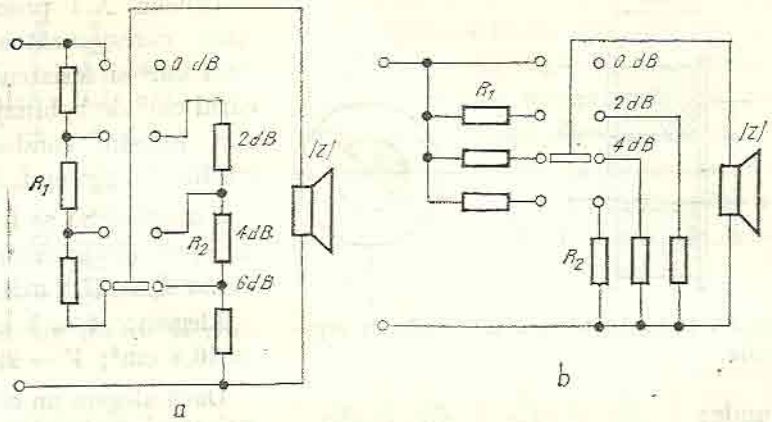
Banda de trecere la 3 dB a circuitului serie depinde de rezistența difuzorului suplimentar, precum și de valoarea elementelor circuitului.

$$B_{3dB} = \frac{L}{2\pi f_0 L_3} \text{ [Hz]}.$$

Prin alegerea adecvată a valorilor L_3 și C_3, difuzorul suplimentar se folosește uneori pentru compensarea scăderii presiunii acustice a difuzorului principal în domeniul frecvențelor joase, și anume în apropierea frecvenței de rezonanță mecanică.

Există și firme care împart spectrul audio în patru subgame. De exemplu, firma AUDAX folosește pentru incintele acustice EURYTMIC 60 următoarea împărțire a spectrului: 30...300 Hz; 30...1200 Hz; 1...12 kHz și 10...40 kHz. Se obțin astfel performanțe superioare în ceea ce privește nivelul distorsiunilor și banda redată.

Sistemele descrise împart în mod egal puterea pe difuzoarele ce lucrează în benzi alăturate, adică reduc nivelul tensiunii cu 3 dB. Această valoare este determinată de creșterea cu 3 dB a intensității cîmpului acustic în cazul funcționării simultane a două difuzoare ce radiază sinfazic și sînt excitate cu același nivel. În practică, apar diferențe între presiunile acustice standard, creată de difuzoare, fiind necesară uneori introducerea unor mici rezistențe în filtrele de separare sau conectarea difuzoarelor pentru frec-



X.18. Sisteme de atenuatoare pentru difuzoarele de FM și FÎ.

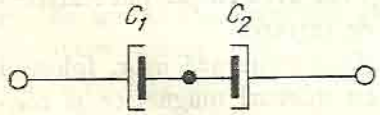
vențe medii și înalte prin intermediul unor atenuatoare (fig. X.18).

Acestea sînt constituite din rezistoare cu valori mici și permit reglajul atenuării în trepte de cîte cca 2 dB. Unei atenuări de 2 dB îi corespunde o scădere a tensiunii și puterii acustice cu cca 20%. Rezistoarele serie (R_1) sau paralel (R_2) se calculează cu relațiile:

$$R_1 = |Z| \cdot (1 - k); \quad R_2 = \frac{|Z| \cdot k}{1 - k},$$

unde k reprezintă coeficientul de transfer al atenuatorului, corespunzător diferitelor poziții ale comutatorului. Pentru atenuări de 2; 4; 6; 8 și 10 dB, valorile lui k sînt: 0,8; 0,63; 0,5; 0,4 și, respectiv, 0,31.

La atenuatorul din fig. X.18b calculul începe cu atenuarea maximă.



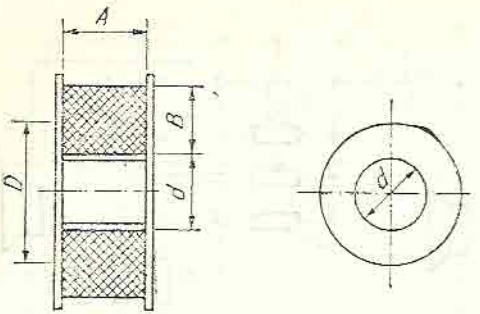
X.19. Obținerea unui capacitor nepolarizat din două capacitoare polarizate.

Capacitoarele utilizate în filtre trebuie să fie nepolarizate. Se pot folosi și capacitoare electrolitice, dacă se conectează ca în fig. X.19.

Pentru a evita apariția unor distorsiuni suplimentare, datorate neliniarității curbelor de magnetizare, bobinele utilizate în filtrele de separare se realizează pe carcase fără miez magnetic.

Bobinajul se face spiră lîngă spiră în mai multe straturi, folosind conductoare de cupru izolat cu email. Diametrul conductorului trebuie să fie suficient de mare pentru ca rezistența bobinelor să fie mult mai mică decît impedanța difuzorului, cu care se conectează în serie. Carcasele se confecționează după modelul celei arătate în fig. X.20 sau se folosesc carcase de transformatoare. Inductanța se măsoară cu o punte sau se poate calcula cu o relație aproximativă. Astfel, inductanța unor bobine, realizate ca în fig. 26, este:

$$L = \frac{80 D^2 n^2 \cdot 10^{-6}}{3D + 9A + 10B} [\text{mH}],$$



X.20. Bobină utilizată în filtrele de separare.

unde:

n = numărul de spire;

D = diametrul mediu al bobinei;

A = lățimea și B = înălțimea.

Dacă: $B = 1{,}2A$; $d = B$ și $D = 2B = 2{,}4A$, relația devine:

$$L = 16{,}4An^2 \cdot 10^{-6} \text{ [mH]}.$$

Calculul bobinei se face alegînd lățimea (A) și rezistența (R). Suprafața secțiunii pentru configurația dată este:

$S = AB = 1{,}2A^2$, iar volumul ocupat de conductorul bobinei:

$V = S\pi D = 9A^3$.

Tabelul X.1

Diametrul conductorului [mm]	*Nr. de spire corespunzător secțiunii de 1 cm²*	*Rezistența unui cm³ de bobinaj* [Ω]
0,4	446	0,668
0,5	292	0,28
0,6	206	0,137
0,7	155	0,076
0,8	118	0,044
0,9	95	0,0284
1	78	0,0189
1,1	65	0,013
1,2	55	0,00924
1,3	47	0,00678

Tabelul X.1 prezintă numărul de spire corespunzătoare unei secțiuni de 1 cm² și rezistența electrică a fiecărui cm³ de bobinaj, în cazul în care sînt folosite conductoare de cupru cu diferite secțiuni.

Exemplu: Să se determine numărul de spire și dimensiunile unei bobine avînd $L = 27{,}5$ mH și $R = 2{,}5...3\ \Omega$.

Alegem: $A = 3$ cm; $S = 1{,}2A^2 = 10{,}8$ cm²; $V = 9A^3 = 243$ cm³.

Dacă alegem un conductor de cupru cu diametrul $d = 1$ mm, bobina va avea o rezistență $R = 243 \cdot 0{,}0189 = 4{,}59\ \Omega$ și va putea conține un număr de $n = 10{,}8 \cdot 78 = 842{,}4$ spire.

Inductanța corespunzătoare acestui număr de spire este:

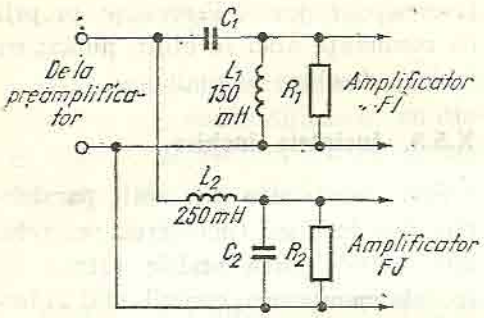
$L = 16{,}4An^2 \cdot 10^{-6} = 34{,}91$ mH.

Se alege o nouă valoare a lui A și se refac calculele. Rezultă:

$R = 2{,}6\ \Omega$; $L = 27{,}4$ mH; $n = 691$ spire cu diametrul de 1,3 mm, ceea ce corespunde condițiilor impuse.

Deși volumul bobinelor din filtrele de separare nu este o mărime critică, întrucît acestea se plasează în interiorul incintelor, realizarea concretă pune unele probleme. Din această cauză se preferă, uneori, folosirea unor filtre de separare lucrînd la semnal mic. Se folosesc astfel amplificatoare separate pentru frecvențele joase și înalte din gama audio. Filtrele de separare se conectează la intrarea acestor amplificatoare și vor avea ca sarcină rezistențele lor de intrare.

Bobinele se realizează ușor, folosind carcase cu miezuri magnetice și conductoare cu diametru mic. Schema unui asemenea filtru este prezentată



X.21. Filtre de separare pentru amplificatoare de FI și FJ.

în fig. X.21, iar în tabelul X.2 se dau valorile componentelor pentru diferite impedanțe de sarcină și frecvențe de separare.

La conectarea mai multor difuzoare în serie, paralel sau în sisteme cu filtre de separare, trebuie luate măsuri ca acestea să creeze unde sonore cu aceeași fază (să lucreze sinfazic), adică la aplicarea unei tensiuni cu anumită polaritate, toate membranele să se deplaseze în aceeași direcție. Condiția se îndeplinește ușor, dacă inițial se verifică „polaritatea" fiecărui difuzor cu ajutorul unei mici baterii de lanternă.

Tabelul X.2

f_0 [Hz]	R_1 [Ω]	C_1 [μF]	R_2 [Ω]	C_2 [μF]
1 500	1 500	0,04	1 500	0,06
1 200	1 200	0,062	1 200	0,1
1 000	1 000	0,1	1 000	0,15
800	790	0,2	790	0,25
65	600	0,25	600	0,4

X.5. MONTAREA DIFUZOARELOR. INCINTE ACUSTICE

În funcție de destinația concretă, difuzoarele se montează în diferite sisteme acustice, urmărindu-se prin aceasta atît protecția și prezentarea lor estetică, cît și eliminarea efectelor undelor de spate și îmbunătățirea caracteristicii de frecvență. Deplasările membranei, acționînd asupra aerului înconjurător, creează unde sonore ce se propagă cu o viteză de cca 340 m/s. Undele sonore create de fața și spatele membranei sînt defazate cu 180°, defazaj ce corespunde unei diferențe de drum de jumătate de lungime de undă. Dacă într-un punct de ascultare ajung atît unde directe, create de fața membranei, cît și unde create de spatele membranei, prin interacțiunea lor, cîmpul sonor se poate anula. Condițiile de anulare apar îndeosebi în domeniul frecvențelor joase (< 300 Hz), cînd dimensiunile membranei sînt mici în comparație cu lungimea de undă.

În concluzie, prin suprapunerea celor două unde apar fenomene de interferență caracterizate prin minime și maxime de intensitate. Cîmpul devine maxim în punctele în care defazajul celor două unde corespunde unui număr întreg de λ, și minim în punctele în care corespunde unui număr impar de λ/2. Fenomenul se manifestă cel mai pregnant pe axa difuzorului.

Interferențe pot crea și undele reflectate de obiectele înconjurătoare; de aceea, măsurarea difuzoarelor, precum și a sistemelor acustice, se face,

de regulă, în spațiu liber sau în camere speciale cu absorbții foarte mari, denumite camere „surde" sau anecoide. Dintre metodele folosite pentru montarea difuzoarelor în scopul eliminării interferențelor amintite sînt prezentate în continuare: ecranul acustic; incinta închisă și incinta deschisă; incintele bass-reflex și labirintul acustic.

X.5.1. Ecranul acustic

Este constituit dintr-un panou din lemn, pe care se montează asimetric unul sau mai multe difuzoare. Pentru frecvențele cele mai joase redate de difuzoare, dimensiunile acestui panou trebuie să fie comparabile cu $\lambda/2$. Rezultă dimensiuni mari, fapt pentru care în prezent se folosesc foarte rar.

X.5.2. Incintele deschise

Sînt constituite din cutii paralelipipedice deschise în spate (de ex. carcasa radioreceptoarelor) și se comportă ca un rezonator Helmholtz, adică sînt caracterizate de o frecvență proprie de rezonanță:

$$f_0 = 5460 \frac{\sqrt[4]{S}}{\sqrt{V}} \text{ [Hz]}, \text{ în care:}$$

S = suprafața deschiderii din spate [cm²];

V = volumul incintei [cm³].

Experiențe cu diferite incinte și difuzoare au arătat că cea mai bună redare a frecvențelor joase se obține dacă frecvența de rezonanță a incintei este de 1,2...2 ori mai mare decît frecvența proprie de rezonanță a difuzorului. Dacă acestea diferă mai mult, se înrăutățește caracteristica de redare a frecvențelor joase. Frecvențe proprii de rezonanțe mici se obțin numai cu incinte deschise voluminoase.

X.5.3. Incintele închise

Sînt constituite din cutii paralelipipedice închise. Închiderea peretelui din spate elimină undele create de spatele membranei, contribuind la îmbunătățirea caracteristicii de redare a frecvențelor joase. În același timp, elasticitatea aerului cuprins în incintă mărește frecvența proprie de rezonanță a difuzorului. Creșterea frecvenței de rezonanță este proporțională cu suprafața difuzorului și invers proporțională cu masa sistemului mobil și cu volumul incintei. Tabelul X.3 prezintă modificarea frecvenței de rezonanță (f_r) a unor difuzoare cu diferite diametre (D), prin introducerea în diferite incinte cu volumele (V). Noile frecvențe de rezonanță sînt notate (f_r').

Tabelul X.3

Diametrul difuzorului D [cm]	f_r [Hz]	V [dm³]	f_r' [Hz]
30	18	50	45
20	25	25	55
14,5	30	6	75

Deci, pentru incintele închise se recomandă utilizarea unor difuzoare cu diametre și frecvențe de rezonanță reduse. Reducerea influenței incintei asupra frecvenței de rezonanță a difuzorului se obține și prin alegerea corespunzătoare a volumului incintei. Se poate utiliza în acest sens relația:

$$V \geqslant 125 \cdot D^2 \text{ [cm}^3\text{]},$$

unde: D = diametrul membranei difuzorului [cm].

Dacă în aceeași incintă se montează două sau mai multe difuzoare, cu diametrele D_1, D_2 etc., în relația de mai sus se folosește „diametrul echivalent":

$$D_e = \sqrt{D_1^2 + D_2^2 + D_3^2 + \dots}$$

Pentru două difuzoare identice,

$$D_e = 1{,}41D.$$

Pe lîngă modificarea frecvenței de rezonanță a difuzorului, la frecvențe mari volumul de aer închis în incintă creează rezonanțe secundare. Acestea contribuie la mărirea neuniformității caracteristicii de frecvență. Eliminarea lor se face prin căptușirea pereților interiori ai incintelor cu materiale fonoabsorbante (vată, bumbac, deșeuri de lînă, poliester expandat etc.), reducînd astfel reflexiile.

În ceea ce privește valorile dimensiunilor incintelor paralelipipedice, se recomandă ca între acestea să existe următoarele rapoarte:
1 : 1,41 : 2, asigurîndu-se astfel o bună stabilitate și un aspect plăcut. În acest caz volumul incintei este:

$$V = 2{,}82A^3,$$

unde A = latura cea mai mică.

Invers, dacă se cunoaște volumul, dimensiunile „optime" se calculează astfel:

$$A = \sqrt[3]{\frac{V}{2{,}28}} \quad B = 1{,}41A \text{ și } C = 2A$$

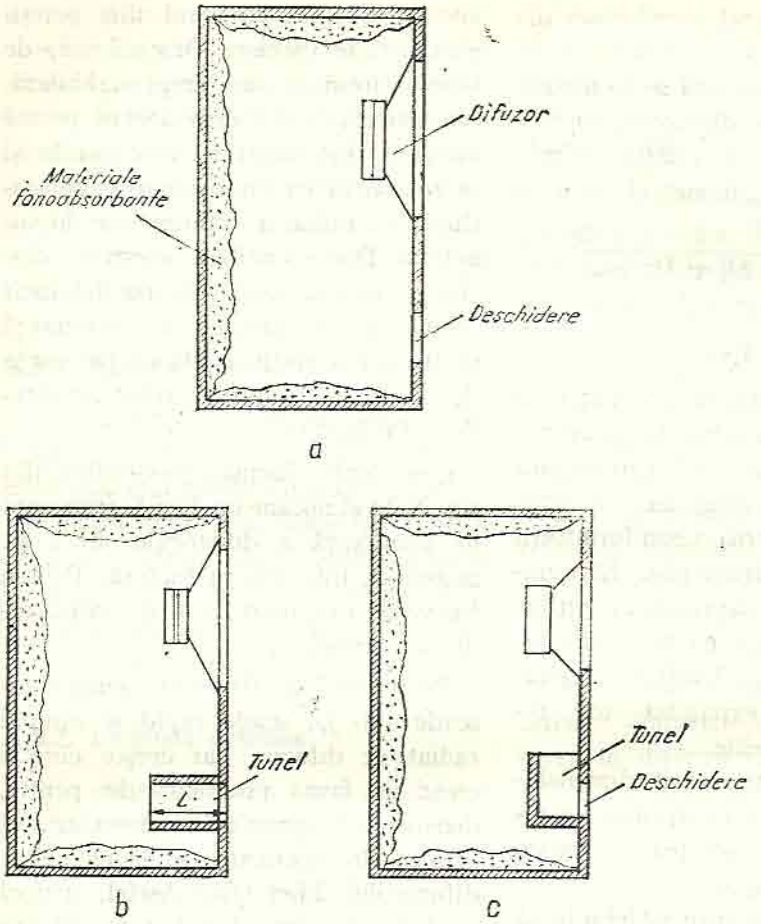
X.5.4. Incinta bass-reflex

Este cunoscută și sub numele de *incintă cu inversor de fază (fazoinversor)* și se caracterizează prin prezența unei deschideri în unul din pereții unei incinte închise. Deschiderea, de formă circulară sau dreptunghiulară, este situată de obicei pe același perete pe care sînt montate difuzoarele și se comportă ca un rezonator, constituind un radiator suplimentar de sunete. Dimensiunile acestor deschideri se calculează în așa fel încît frecvența lor proprie de rezonanță să fie aproximativ egală cu frecvența de rezonanță a difuzoarelor neintroduse în incintă.

Considerăm incinta bass-reflex din fig. X.22 și notăm cu f_r și f_r' frecvența de rezonanță a difuzorului liber și, respectiv, introdus în incintă. Pentru frecvențe mai mari de f_r' difuzorul radiază normal.

Pe măsură ce frecvența semnalelor scade sub f_r', scade rapid și cîmpul radiat de difuzor, dar crește cîmpul creat de fanta practicată în perete, deoarece ne apropiem de frecvența ei proprie de rezonanță, egală cu cea a difuzorului liber (f_r). Astfel, atunci cînd $f = f_r$, cîmpul radiat de difuzor e neesențial, dar cel creat de fantă, maxim. Deci, datorită funcționării sinfazice a celor două radiatoare (difuzorul și deschiderea) în acest interval de frecvență, incinta bass-reflex creează un cîmp acustic aproximativ constant pînă la frecvența f_r. Pentru frecvențe mai mici de f_r, cîmpurile create de difuzor și deschidere sînt mici și în antifază, ceea ce determină scăderea rapidă a amplitudinii cîmpului total.

Pentru a îmbunătăți performanțele rezonante ale deschiderii, aceasta se realizează adesea sub forma unor tunele



X.22. Incinte bass-reflex: cu fantă (a), cu tunel (b), cu tunel și fantă (c).

cu secțiune circulară sau dreptunghiulară (fig. X.22 b, c).

Incintele trebuie să fie rigide și se vor confecționa din lemn de fag sau panel, fixat prin lipire sau holtzșuruburi. Grosimea pereților variază între 15 și 30 mm, în funcție de volum. Pereții interiori se căptușesc cu materiale fonoabsorbante. Construite corect, incintele bass-reflex nu numai că îmbunătățesc caracteristica de redare a frecvențelor joase, dar contribuie și la micșorarea distorsiunilor neliniare ce apar la difuzoare în jurul frecvenței de rezonanță mecanică. Impedanța difuzorului montat în incintă se prezintă ca în fig. X.23. Se remarcă prezența a două maxime, corespunzătoare rezonanței difuzorului și deschiderii, dar cu amplitudini mai mici decît maximul impedanței difuzorului singur.

Graficul s-a trasat pe baza datelor experimentale măsurate cu un difuzor cu diametrul de 18 cm și o incintă

cu volumul de 95 dm³ (95 litri). Pentru comparație, pe același grafic s-a trasat și curba măsurată pentru același difuzor, dar incinta fiind închisă (deschiderea astupată).

Calculul incintelor bass-reflex constă în determinarea dimensiunilor acesteia precum și a dimensiunilor tunelului și a deschiderii.

Aceasta presupune cunoașterea exactă a parametrilor difuzorului (frecvența de rezonanță, elasticitatea și masa sistemului mobil, diametrul bobinei etc.). Secțiunea deschiderii reprezintă 20...40% din suprafața difuzorului, în cazul în care se utilizează tunel de trecere, și poate ajunge la 75% dacă se folosesc deschideri simple.

Dacă se notează cu k raportul dintre lungimea și lățimea fantei, volumul incintei poate fi determinat cu relația:

$$V = \frac{5\,460^2 \cdot S \cdot k^{0,12}}{f_r^2 \cdot (L + S^{0,5})} \text{ [cm}^3\text{]}.$$

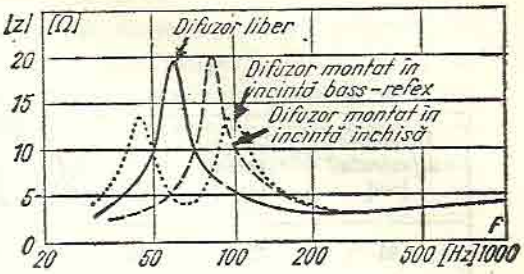
Creșterea lungimii (L) a tunelului determină reducerea volumului pentru o anumită secțiune (S) a deschiderii și o anumită frecvență de rezonanță (f_r).

Dacă deschiderea este circulară, constanta k este unitară ($k = 1$).

Exemplu. Să se determine dimensiunile unei incinte bass-reflex pe care se montează un difuzor cu diametrul $D = 18$ cm și $f_r = 54$ Hz.

Alegem o deschidere circulară cu diametrul de 8 cm, deci:

$$S = 50{,}26 \text{ cm}^2 \text{ și } k = 1.$$



X.23. Graficul impedanței difuzorului în incintă.

Alegem lungimea tunelului: $L = 10$ cm, și calculăm volumul necesar:

$$V = \frac{5\,460^2 \cdot 50{,}26 \cdot 1}{54 \cdot 54 \cdot (10 + 50{,}26^{0,5})} =$$

$$= 30\,069 \text{ cm}^3 = 30 \text{ dm}^3.$$

Determinăm dimensiunile interioare „optime" și anume:

$A = 22$ cm; $B = 31$ cm; și $C = 44$ cm.

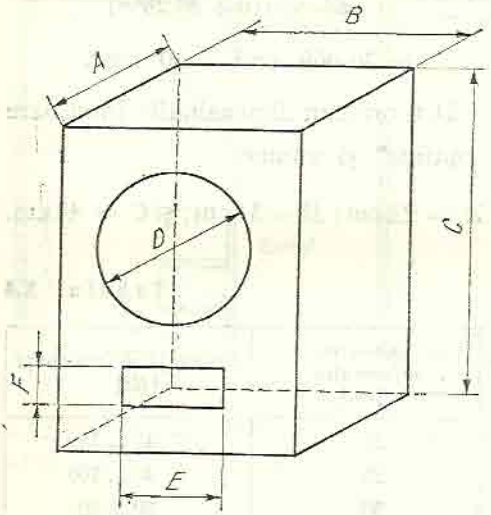
Tabelul X.4

Diametrul difuzorului [cm]	*Frecvența de rezonanță [Hz]*
20	45 ... 150
25	40 ... 100
30	30 ... 80
38	25 ... 55
45	20 ... 40

Cînd nu există posibilitatea măsurării frecvențelor de rezonanță, acestea se pot aprecia în funcție de diametrul difuzorului, folosind datele din tabelul X.4. Amatorii preferă adesea utilizarea nomogramelor sau a tabelelor gata calculate pentru dimensionarea incintelor. Astfel, în tabelul

Tabelul X.5

Diametrul difuzorului [cm]	*Volumul incintei [dm³]*	*A [cm]*	*B [cm]*	*C [cm]*	*D [cm]*	*E [cm]*	*F [cm]*
44	210	42	59,5	84	40	40	14
37	165	39	54,5	77,5	34	34,5	1
30	117	34,5	49	69	28	26,6	14,2
25	89,3	31,5	45	63	22,8	27,6	10,8
20	61,1	28	39	56	17,5	17,5	9,2
15	34,4	23	32,5	46	14	14	8,9

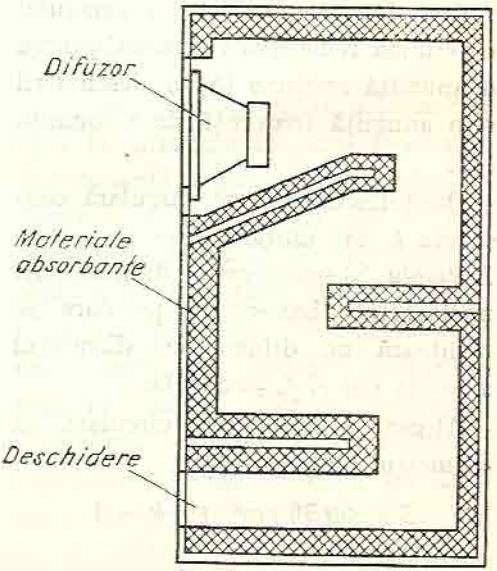


X.24. Elementele constructive ale unei incinte bass-reflex.

X.5 sînt prezentate datele necesare realizării unor incinte avînd forma celei din fig. X.24, în cazul utilizării unor difuzoare cu diametre diferite. Incinta se poate acorda simplu folosind o bucată de placaj cu care se obturează deschiderea. Se măsoară în permanență impedanța difuzorului pentru a determina rezonanța folosind metoda din fig. X.10.

X.5.5. Labirintul acustic

Prin montarea unor pereți suplimentari în interiorul incintelor bass-reflex, se formează un labirint acustic, cu secțiune dreptunghiulară (fig. X.25). Cînd lungimea medie a acestuia este egală cu un număr întreg de jumătăți de lungime de undă, este îndeplinită condiția de rezonanță și capătul liber radiază puternic. Sînt redate bine frecvențele joase, chiar pînă la 0,75



X.25. Labirint acustic.

din frecvența de rezonanță a difuzorului. Pentru evitarea apariției unor rezonanțe secundare, datorită reflexiilor pe pereții labirintului, acesta se căptușește în interior cu materiale fonoabsorbante.

Realizarea sistemelor de ascultare trebuie să țină seama de condițiile concrete în care se va lucra, adică de volumul, dimensiunile și proprietățile acustice ale încăperii, de numărul de ascultători, presiunea sonoră necesară etc. Acesta presupune însă cunoștințe speciale de acustică și efectuarea unor măsurători complexe.

(Vasile Ciobăniță)

Capitolul XI

MĂSURĂTORI ÎN RADIORECEPTOARE

Una din operațiile cele mai importante în realizarea, întreținerea sau repararea radioreceptoarelor o constituie măsurarea regimului de funcționare a etajelor sau a parametrilor aparatului. Operația de măsurare impune, pe lîngă dotarea cu instrumente adecvate, și o cunoaștere perfectă a tehnicii practicării măsurătorilor. Desigur, tînărul constructor amator va măsura în primul rînd tensiuni și curenți, apoi, derivate din acestea, va putea determina cantitativ mărimea puterilor, rezistențelor, a factorului de calitate și bineînțeles, valoarea și starea componentelor electronice. Pentru ușurarea înțelegerii unor fenomene se impune, în primul rînd, cunoașterea cu precizie a unităților de măsură, precum și adoptarea unei terminologii general cunoscute și acceptate, evitîndu-se, pe cît posibil, folosirea unor expresii improprii.

Ca unități de măsură în radiotehnică întîlnim:

— volt [V] — unitate de tensiune electrică, diferență de potențial și forță electromotoare;

— amper [A] — unitatea pentru intensitatea curentului electric;

— volt pe metru [V/m] — unitate de intensitate pentru cîmpul electric;

— watt [W] — unitate de putere;

— henry [H] — unitate de inductanță;

— hertz [Hz] — unitate de frecvență;

— ohm [Ω] — unitate de rezistență electrică;

— farad [F] — unitate de capacitate electrică.

Deoarece, în majoritatea cazurilor, în aparatele de radiorecepție valorile mărimilor măsurate sînt diferite de unitate, se folosesc foarte mult multiplii și submultiplii unităților de măsură. Astfel, sînt adoptate o serie de prefixe pentru formarea multiplilor și submultiplilor unităților de măsură.

Rezultatul unei măsurători trebuie însoțit totdeauna de unitatea de măsură, precizînd astfel: microvolți (μV), miliamperi (mA), megahertzi (MHz) etc.

Trebuie subliniat, în același timp, că în afara unor specificații, prin termenii de tensiune și curent se înțeleg valorile lor eficace. Sînt și cazuri cînd nu ne interesează atît valoarea absolută a unor mărimi, cît limitele în care variază raportul lor. A apărut astfel Bel-ul ca diviziune fundamentală a unei scări logaritmice.

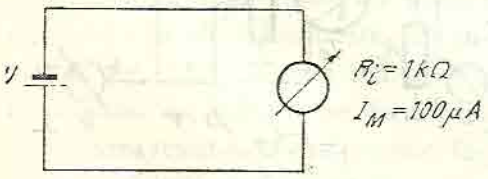
Mai uzitat este decibelul (dB) exprimat ca fiind de zece ori logaritmul zecimal al unui raport dintre două puteri:

$$\text{Numărul de decibeli} = 10 \log \frac{P_1}{P_2} = 20 \log \frac{U_1}{U_2} = 20 \log \frac{I_1}{I_2}.$$

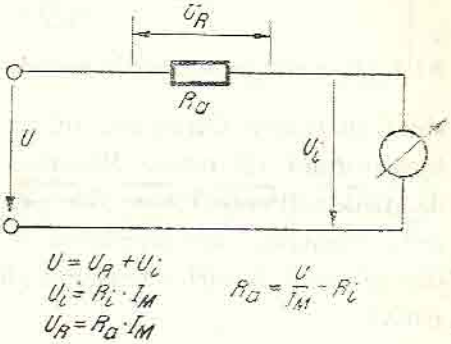
XI.1. MĂSURAREA TENSIUNILOR

Aparatul folosit pentru măsurarea tensiunii este voltmetrul. Acesta este format dintr-un instrument indicator și rezistoare serie, numite rezistențe adiționale. Instrumentul indicator este caracterizat prin două mărimi: rezistența internă și curentul maxim admis ce poate trece prin el. Acest curent asigură deviația maximă (cap de scală) a acului indicator. De exemplu, se poate întîlni un instrument indicator ce admite un curent de 100 μA și are o rezistență internă de 1 k Ω.

Deci, dacă la bornele sale se aplică o tensiune de 100 mV acul instrumentului va căpăta o deviație maximă (fig. XI.1) și cu acest voltmetru se poate măsura deci maximum 100 mA. În practică, mulțimea tensiunilor ce trebuie măsurate este foarte mare, de aceea se construiesc voltmetre ce pot măsura game largi de valori prin montarea unor rezistențe adiționale. O rezistență adițională este astfel dimensionată încît la trecerea curentului, tensiunea de la bornele ei să reprezinte diferența dintre tensiunea



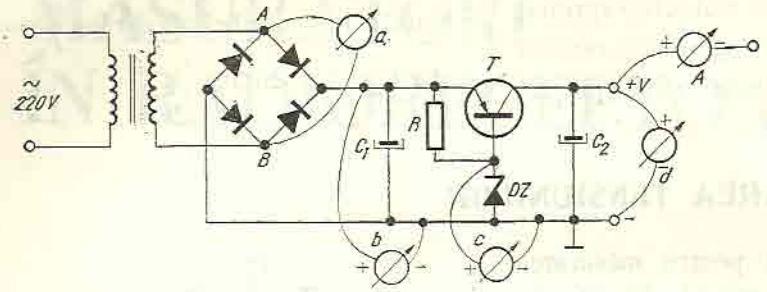
XI.1. Măsurarea cu voltmetrul.



XI.2. Rezistența adițională a voltmetrului.

de măsurat și tensiunea maximă admisibilă a instrumentului (fig. XI.2). Desigur, introducerea unui instrument de măsurat în schemă nu trebuie să creeze perturbații în funcționarea normală a montajului, de aici condiția esențială a unui voltmetru: rezistență foarte mare, teoretic infinită. Frecvent, pe instrumentele de măsură este gravată una dintre caracteristicile lor, și anume, rezistența la borne, exprimată în unități de k Ω/V. Cu cît această valoare este mai mare cu atît instrumentul este mai bun. Voltmetrele obișnuite au rezistența de 20 k Ω/V, pe cînd voltmetrele electronice au această valoare mult mai ridicată, de ordinul M Ω/V.

Operațiile practice de măsurare cu voltmetrul a unui redresor stabilizat decurg ca în fig. XI.3. Conectarea (fig. XI.3. a) permite măsurarea ten-



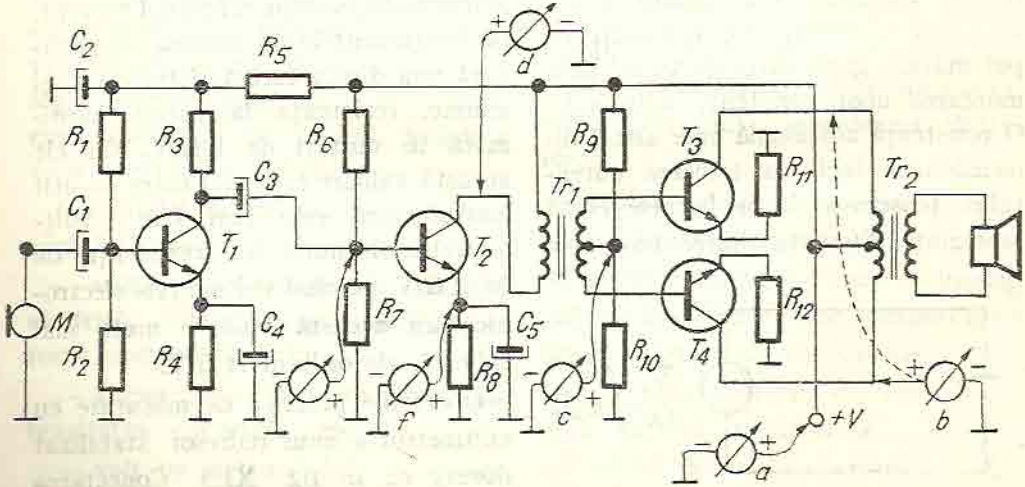
XI.3. Măsurarea tensiunilor la un redresor stabilizat.

siunii alternative din secundarul transformatorului de rețea. Mărimea indicată de voltmetru este valoarea eficace a tensiunii, care reprezintă 0,707 din valoarea de vîrf a tensiunii alternative.

Conectînd voltmetrul ca în fig. XI.3-b se măsoară tensiunea redresată cu care s-a încărcat capacitorul C_1. Valoarea obținută este chiar maxima tensiunii din secundarul transformatorului. Mai poate fi măsurată și tensiunea de la bornele diodei Zener (fig. XI.3-c). În funcție de valoarea măsurată, se poate determina dacă dioda a fost corect plantată.

În fine, verificarea finală a stabilizatorului se face prin măsurarea tensiunii de ieșire (fig. XI.3-d).

Foarte util prin proprietățile sale, folosirea voltmetrului se recomandă și în depanarea montajelor mai complexe, în special cu atît mai mult cu cît pentru măsurători nu sînt necesare dezlipiri de piese. Un exemplu îl constituie amplificatorul din fig. XI.4. Să presupunem că după o perioadă de funcționare, acest montaj a încetat să funcțio-



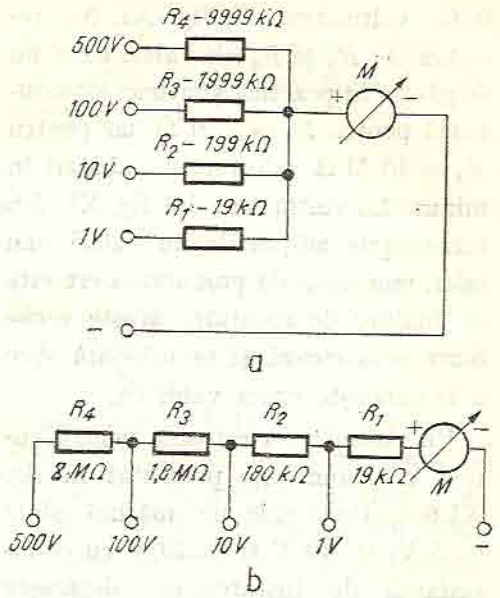
XI.4. Măsurarea tensiunilor la un amplificator JF.

nezc, sarcina noastră urmînd să fie determinarea cauzei.

Se verifică mai întîi dacă montajul este alimentat cu tensiune (fig. XI. 4-a), apoi dacă există tensiune pe colectoarele tranzistoarelor T_3 și T_4 (fig. 4-b) și în bazele lor (fig. 4-c). Următoarea operație constă în verificarea tensiunii pe colectorul tranzistorului T_2, (fig. 4-d) și pe baza acestuia (fig. 4-e). Dacă, de pildă, la conectarea voltmetrului în emitorul tranzistorului T_2 (fig. 4-f) se descoperă o anomalie, voltmetrul neindicînd nimic, înseamnă că pot exista mai multe cauze ale acestei defecțiuni: C_5 este în scurtcircuit, R_8 este în scurtcircuit sau tranzistorul T_2 este defect.

Sînt cazuri cînd măsurătoarea nu se face în c.c. sau c.a. de joasă frecvență, ci la frecvențe mult mai înalte, de ordinul sutelor de kilohertzi sau chiar al megahertzilor. În aceste cazuri nu mai putem utiliza voltmetrul obișnuit, ci se impune folosirea voltmetrului electronic, care poate măsura tensiuni continue și alternative de joasă sau înaltă frecvență. Voltmetrul electronic preia semnalul de radiofrecvență, îl redresează, apoi măsoară componenta de c.c. rezultată, cu un voltmetru de c.c. Voltmetrele electronice pot avea scalele gradate în valori eficace sau de vîrf ale tensiunii.

Construcția unor voltmetre pentru c.c. cu 4 scări de măsură este prezentată în fig. XI.5., în care schimbarea domeniului de măsură se face prin schimbarea rezistoarelor adiționale. Instrumentul indicator are sensibilitatea (curentul pentru deviația maximă a



XI.5. Rezistențele adiționale pentru voltmetre cu mai multe scări; separate (a) și în serie (b).

acului) de 50 μA și rezistența internă de 1 kΩ (R_i). Voltmetrele din ambele scheme au rezistența de intrare de 20 kΩ/V.

Deci, dacă vrem ca prin instrumentul de măsură să treacă un curent de 50 μA, atunci cînd la bornele sale este aplicată o tensiune de 1 V, rezistența adițională $R_1 + R_i$ trebuie să însumeze 20 kΩ. Cu $R_i = 1$ kΩ rezultă că $R_1 = 19$ kΩ, valoare bună pentru voltmetrele prezentate în fig. XI.5-a, b.

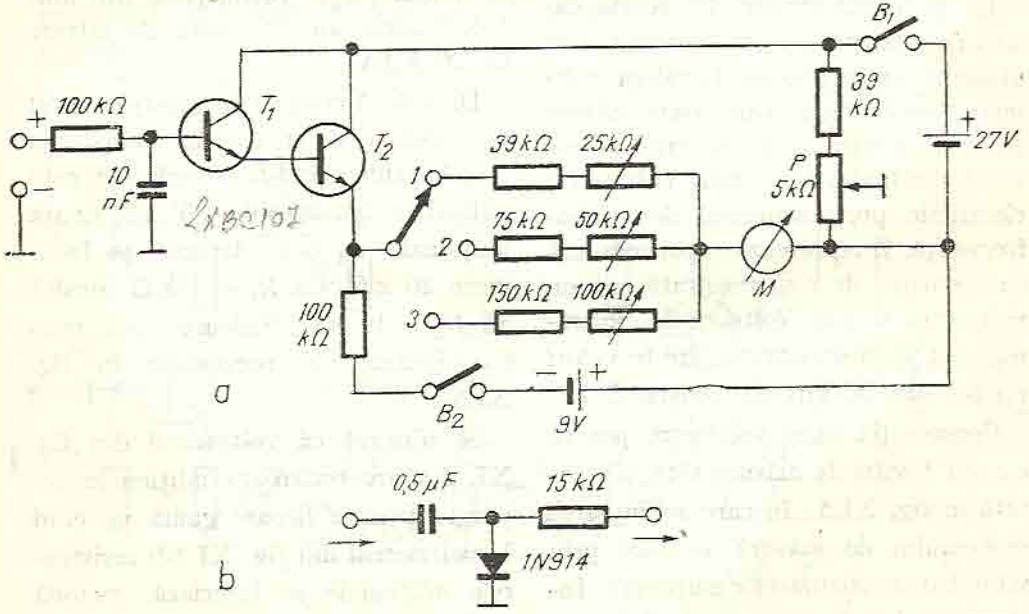
Se observă că voltmetrul din fig. XI. 5-a are rezistoare adiționale separate pentru fiecare gamă pe cînd la voltmetrul din fig. XI.5-b rezistoarele adiționale se înseriază, metodă mult mai frecvent întîlnită în practică.

La voltmetrul din fig. XI. 5-a rezistoarele R_3 și R_4 au valori care nu se găsesc în practică și atunci se montează pentru $R_3 = 2$ M Ω, iar pentru $R_4 = 10$ M Ω, selectate cu abateri în minus. La voltmetrul din fig. XI. 5-b rezistențele adiționale au valori mai mici, mai ușor de procurat. Cert este că înainte de montare, aceste rezistoare se sortează și se măsoară spre a le cunoaște exact valoarea.

Un voltmetru electronic pentru curent continuu este prezentat în fig. XI.6-a. Domeniile de măsură sînt: 0...5 V; 0...10 V și 0...20 V cu o impedanță de intrare ce depășește 5 M Ω/V, asigurată de modul în care sînt cuplate cele două tranzistoare (ambele BC 107). Montajul folosește un instrument indicator cu sensibilitatea de 100 μA și două surse de alimentare, una de 9 V și alta de 27 V.

Pentru etalonare, se scurtcircuitează intrarea și se reglează, din potențiometrul P, pînă cînd acul instrumentului indică zero. Se aplică apoi la intrare o tensiune de 5 V (scala 1) și se reglează, din potențiometrul de 25 k Ω, pînă cînd acul indicator ajunge la cap de scală (indicație maximă), după care scala se gradează din volt în volt (eventual subdiviziuni). La fel se procedează și pentru scala de 10 și 20 V, aplicînd la intrare tensiuni adecvate.

Pentru ca acest voltmetru să poată măsura tensiuni alternative de joasă frecvență (audio) se montează la intrarea sa redresorul din fig. XI.6-b.



XI.6. Voltmetru electronic pentru măsurători în curent continuu (a) și redresorul pentru măsurarea tensiunilor alternative audio (b).

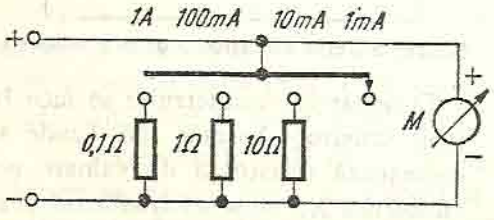
Voltmetrul poate măsura și semnale de radiofrecvență, dacă în locul redresorului se înseriază la intrare o diodă 1 N 914 sau EFD 108. Frecvența maximă măsurabilă depinde de tipul diodei și, în cazul nostru, ajunge la 200 MHz, măsurarea făcîndu-se în valori de vîrf.

XI.2. MĂSURAREA CURENȚILOR

Operațiunea de măsurare a curenților este frecvent întîlnită în aparatura de radiorecepție atunci cînd se verifică regimul de funcționare a unui etaj. Menționăm că în radioreceptoare se măsoară curenți continui și curenți de joasă frecvență, iar și numai în cazuri cu totul excepționale, în condiții de laborator se măsoară și curenți de radiofrecvență.

Aparatul utilizat pentru măsurarea curenților este ampermetrul, iar valorile curenților măsurați cel mai frecvent au valori cuprinse între 1 mA și 1 A. Pentru efectuarea unei măsurători, ampermetrul se conectează totdeauna în serie cu consumatorul, de aceea rezistența sa internă trebuie să fie foarte mică.

Un ampermetru este format dintr-un instrument indicator și mai multe rezistoare cuplate în paralel cu instrumentul, numite șunturi. În fig. XI.7 este prezentată schema electrică a unui ampermetru pentru c.c. care



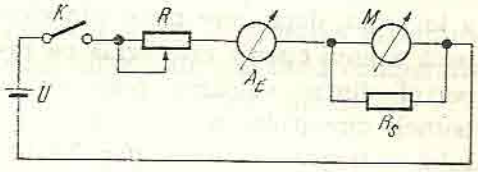
XI.7. Schema electrică a unui ampermetru pentru c.c.

poate măsura, pe 4 scale, curenți între 1 mA și 1 A.

Instrumentul folosit are $I_M = 1$ mA și $R_i = 90\ \Omega$.

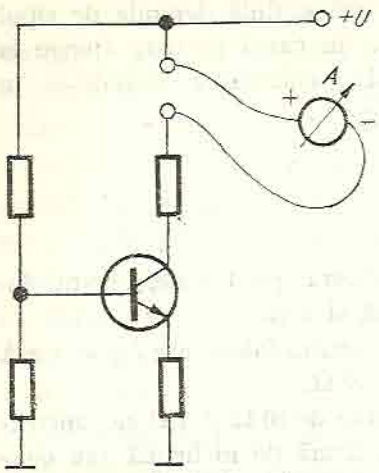
Șunturile de 10 Ω și 1 Ω se construiesc din sîrmă de nichelină sau constantan cu diametrul de 0,2 mm. Șuntul de 0,1 Ω se construiește din sîrmă de nichelină cu diametrul de 0,6 mm sau din sîrmă de cupru cu diametrul de 0,5 mm.

Etalonarea scalei ampermetrului se face după schema din fig. XI.8, în care apare o baterie cu tensiunea U



XI.8. Schemă pentru etalonarea scalei ampermetrului.

(ce poate debita curentul necesar etalonării), un rezistor serie cu cursor, un ampermetru etalon AE și aparatul ce urmează a fi etalonat format din instrumentul M și șuntul R_s. De obicei, șuntul R_s este o sîrmă de anumită lungime care se cuplează la bornele instrumentului M. Se închide circuitul prin contactul K și se reglează lungimea sîrmei pînă M indică o deviație maximă. Se citește valoarea acestui curent pe AE. Pentru retu-



XI.9. Exemplu de conectare a ampermetrului.

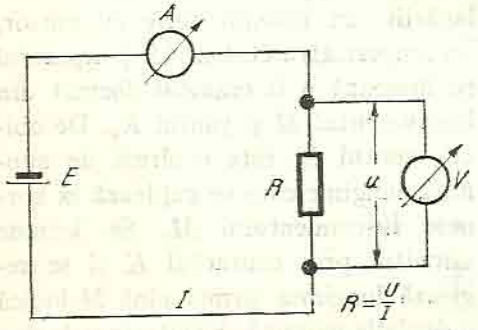
șuri ale valorii lui R_s, în plus sau în minus, se repetă operația. De reținut că R_s nu se desface de la M pînă cînd contactul K nu este desfăcut, altfel instrumentul se poate deteriora. Verificarea curentului debitat de un redresor se face conectînd ampermetrul între ieșire și consumator (fig. XI.8), iar controlul curentului de colector al unui etaj de amplificare se face ca în fig. XI.9. După cum se vede, măsurarea curenților este o operațiune simplă, dar impune totdeauna secționarea circuitului și intercalarea ampermetrului în circuit.

XI.3. MĂSURAREA REZISTENȚELOR

Instrumentul de măsură pentru rezistența electrică se numește ohmmetru.

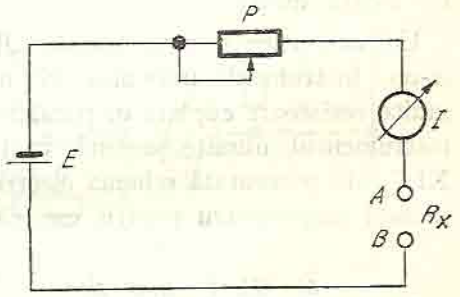
Principiul de măsurare a rezistenței electrice are la bază cunoscuta lege a lui Ohm, după care rezistența electrică a unui circuit este egală cu raportul dintre valoarea tensiunii la bornele circuitului și valoarea curentului ce trece prin circuit (fig. XI.10).

În fig. XI.10 este prezentat modul cum se poate determina valoarea rezistenței R prin măsurarea tensiunii U și a curentului I. Rezultatul măsurătorii este în ohmi [Ω], dacă tensiunea este exprimată în volți [V], iar curentul în amperi [A].



XI.10. Principiul de măsurare a rezistențelor electrice.

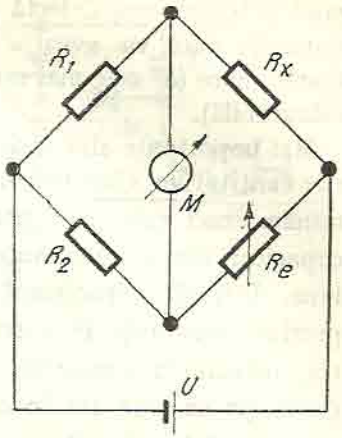
Un ohmmetru este format dintr-un instrument indicator, o baterie electrică și un potențiometru (fig. XI.11).



XI.11. Schema electrică a unui ohmmetru.

Etalonarea ohmmetrului se face în felul următor: bornele AB (unde se conectează rezistența de valoare necunoscută R_x) se scurtcircuitează și se reglează potențiometrul P pînă cînd acul instrumentului prezintă o devia-

ție maximă, deci curentul care trece prin instrument este chiar I_M. În această situație, $R_x = 0$, valoare care se notează pe scală cu zero ohmi. Cînd legătura dintre bornele A și B este desfăcută, înseamnă că R_x are valoare foarte mare, notîndu-se cu semnul infinit (∞) pe scala instrumentului. Apoi, la bornele AB se cuplează rezistoare cu valori cunoscute ale rezistenței, cuprinse între cele două situații limită, în felul acesta fiind posibilă etalonarea întregii scale. Deci, la un ohmmetru scala este etalonată direct în ohmi.



XI.12. Puntea lui Wheatstone.

De reținut că în practica de măsurare a rezistențelor, înainte de a se face măsurătoarea, cordoanele ohmmetrului se unesc și se reglează punctul de zero. Cu ohmmetrul pot fi măsurate rezistențe cu valori de peste 1 Ω, exactitatea măsurătorii fiind determinată în special de calitatea sursei de tensiune.

O altă soluție practică de măsurare a rezistențelor electrice o constituie folosirea punții Wheatstone (fig. XI.12.).

Se știe că o punte este la echilibru atunci cînd apare egalitatea $R_1R_2 = R_eR_x$, deci prin instrumentul indicator nu trece curent electric.

Gama valorilor rezistențelor electrice măsurate cu o punte depinde de raportul R_1/R_2, exactitatea măsurătorilor fiind mult mai bună comparativ cu cele efectuate cu ohmmetrul.

XI.4. MĂSURAREA CAPACITĂȚILOR ȘI A INDUCTANȚELOR

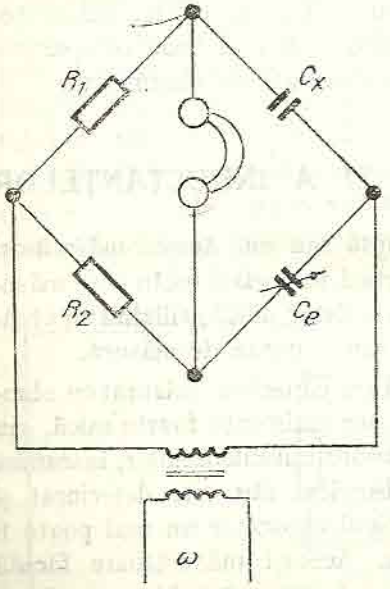
În radioreceptoare, în afara rezistoarelor, ca elemente pasive de circuit apar în număr apreciabil capacitoare și bobine, de foarte multe ori trebuind să se efectueze măsurători și asupra lor. Frecvent, aceste elemente sînt supuse la două feluri de măsurători: calitative și cantitative.

Cu măsurătorile calitative putem determina numai dacă un capacitor este sau nu în scurtcircuit (clacat) sau dacă o bobină are înfășurarea (sîrma) întreruptă sau nu. Aceste măsurători se practică în același fel în care măsurăm un rezistor, adică utilizînd un ohmmetru sau o punte de măsură.

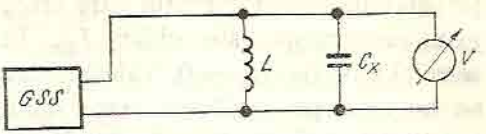
Dacă un capacitor măsurat cu ohmmetrul are rezistența foarte mică, sau chiar de ordinul kiloohmilor, înseamnă că dielectricul său este deteriorat și respectivul capacitor nu mai poate fi utilizat. Aceeași măsurătoare făcută la o bobină spune că bobina este bună dacă instrumentul indică o rezistență

mică și bobina este defectă (sirma secționată), dacă va avea o rezistență foarte mare (de cele mai multe ori nemăsurabilă).

Mai importante sînt însă măsurătorile cantitative, cînd trebuie să determinăm exact valoarea capacității unui capacitor sau a inductanței unei bobine. Întrucît capacitorul și bobina prezintă reactanțe în curent alternativ, măsurarea capacității sau a inductanței se face tot în c.a. Metoda cea mai folosită este cea a punții, unde sursa de semnal o constituie un generator, instrumentul indicator este înlocuit cu o pereche de căști sau un difuzor, iar elementul etalon variabil este un capacitor sau o bobină (fig. XI.13). Cînd puntea este la echilibru, în căști sau difuzor nu se aude semnal.



XI.13. Metoda punții pentru măsurarea capacității.



XI.14. Metoda rezonanței pentru măsurarea capacității.

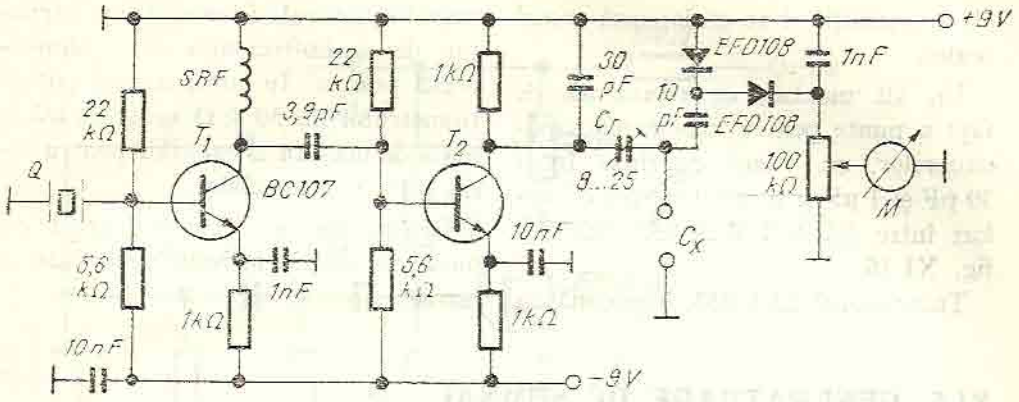
Alte metode de măsură se bazează pe fenomenul de rezonanță sau de reactanță variabilă cu frecvența.

Modul de măsurare prin metoda rezonanței este ilustrat în fig. XI.14. În schemă apare un generator (GSS) ce poate debita un semnal cu frecvență variabilă, bobina a cărei inductanță L este cunoscută, un voltmetru electronic V și capacitorul ce urmează a fi măsurat C_x.

Se știe că la rezonanță tensiunea la bornele unui circuit oscilant crește de Q ori, unde Q reprezintă factorul de calitate al circuitului. Practic, măsurătoarea decurge astfel: din generator se aplică un semnal a cărui frecvență o variem de la o valoare minimă spre o valoare maximă, urmărind în acest timp indicația voltmetrului. Vom observa că pentru o anumită frecvență valoarea tensiunii măsurate de voltmetru reprezintă un maxim, deci a fost îndeplinită condiția de rezonanță. În această situație avem egalitatea celor două reactanțe, $X_L = X_c$, de unde, prin calcule sau dacă generatorul a fost în prealabil etalonat, se deduce valoarea capacității capacitorului C_x.

$$X_L = X_c, \quad X_L = \omega L, \quad X_c = \frac{1}{\omega C}.$$

$$\omega_L = \frac{1}{\omega C}, \quad C_x = \frac{1}{\omega^2 L}.$$

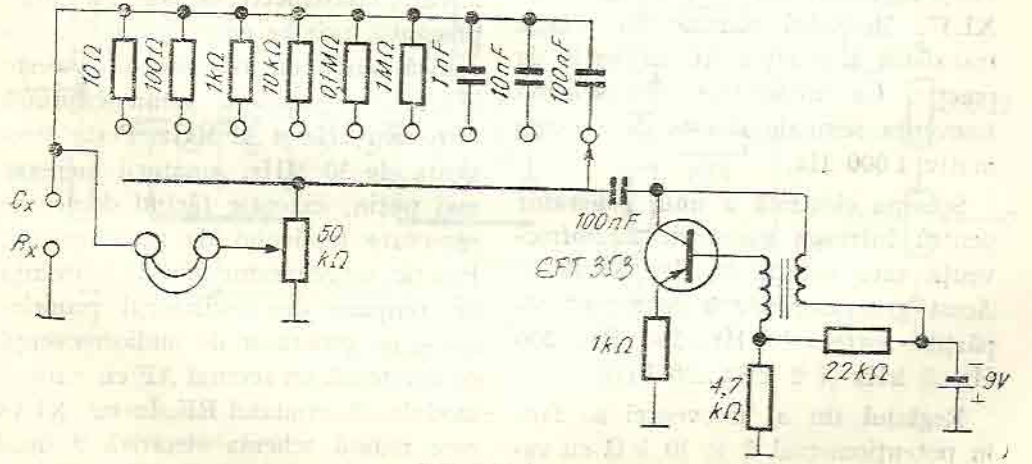


XI.15. Schema electrică a unui capacimetru stabilizat cu cuarț.

Această metodă este perfect aplicabilă și în cazul măsurării inductanțelor.

Schema electrică a unui capacimetru ce poate măsura capacități cu valoarea cuprinsă între 0 și 100 pF este prezentată în fig. XI.15. Etajul cu tranzistorul T_1 formează un generator stabilizat cu cuarț care generează un semnal cu frecvența în jur de 2 MHz, iar etajul cu tranzistorul T_2 este un amplificator separator. Ambele tranzistoare sînt BC 107. Diodele, împreună cu instrumentul, care este un voltmetru obișnuit pe scala de 3 V, formează un voltmetru electronic.

Pentru etalonare, montajul se alimentează și se reglează potențiometrul pentru indicația maximă a instrumentului. Se conectează apoi la bornele C_x un capacitor de 100 pF și se reglează din CT pentru indicația minimă. Operația se repetă de cîteva ori pînă etalonarea de început și cap de scală se menține. Se cuplează apoi cîteva capacitoare cu valori cunoscute



XI.16. Schema unui capacimetru (metoda punții).

ale capacității și se etalonează restul scalei.

Un alt montaj, ce reprezintă de fapt o punte pentru măsurarea capacitoarelor, cu valori cuprinse între 10 pF și 1 μF și a rezistoarelor cu valori între 1 Ω și 1 MΩ, este redat în fig. XI.16.

Tranzistorul EFT 353, împreună cu transformatorul, formează un oscilator de audiofrecvență care alimentează puntea. În jurul axului potențiometrului de 50 kΩ se gradează o scală de măsură a valorilor pentru rezistențe și capacități.

Etalonarea se face în raport cu piese de valori cunoscute, montate la intrare.

XI.5. GENERATOARE DE SEMNAL

Sînt montaje sau aparate capabile a furniza un semnal sau o serie de semnale cu o anumită frecvență și amplitudine, în funcție de genul măsurătorii ce urmează a fi efectuată. În tehnica radioreceptoarelor se întîlnesc cel mai frecvent două tipuri de generatoare: de audiofrecvență și de radiofrecvență.

Generatoarele de audiofrecvență acoperă cu semnal sinusoidal gama de frecvențe cuprinsă, de obicei, între 20 Hz și 20 kHz. Se întîlnesc montaje în care generatorul debitează o frecvență fixă, cum este cazul celui din fig. XI.17. Montajul conține un singur tranzistor și o rețea *RC* în buclă de reacție. Cu elementele din schemă frecvența semnalului este de aproximativ 1 000 Hz.

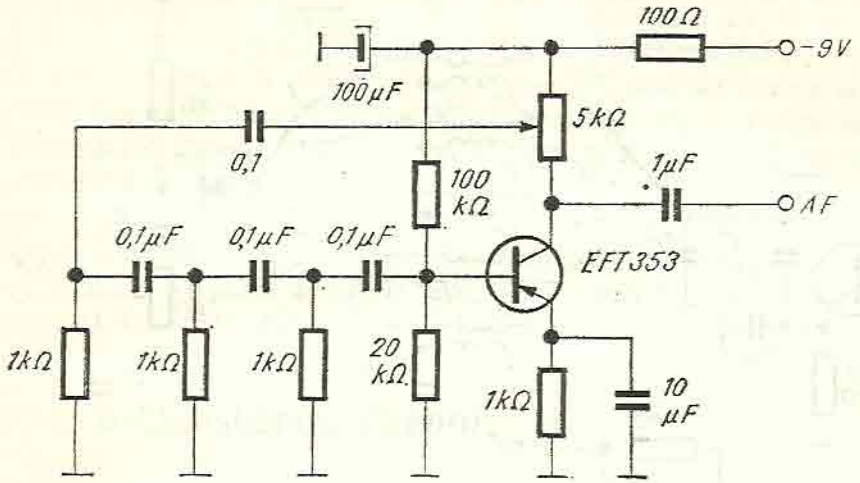
Schema electrică a unui generator pentru întreaga gamă de audiofrecvență este redată în fig. XI.17 b. Acest generator are 6 subgame împărțite astfel: 20 Hz...200 Hz; 200 Hz...2 kHz și 2 kHz...20 kHz.

Reglajul fin al frecvenței se face în potențiometrul 2 × 10 kΩ cu variație liniară a rezistenței. Termistorul *Th* are 1,5...2 kΩ la 25°C și el menține stabilă amplitudinea semnalului. Tranzistorul T_1 este EFT 319, T_2 este EFT 377, iar T_3 este tot EFT 319.

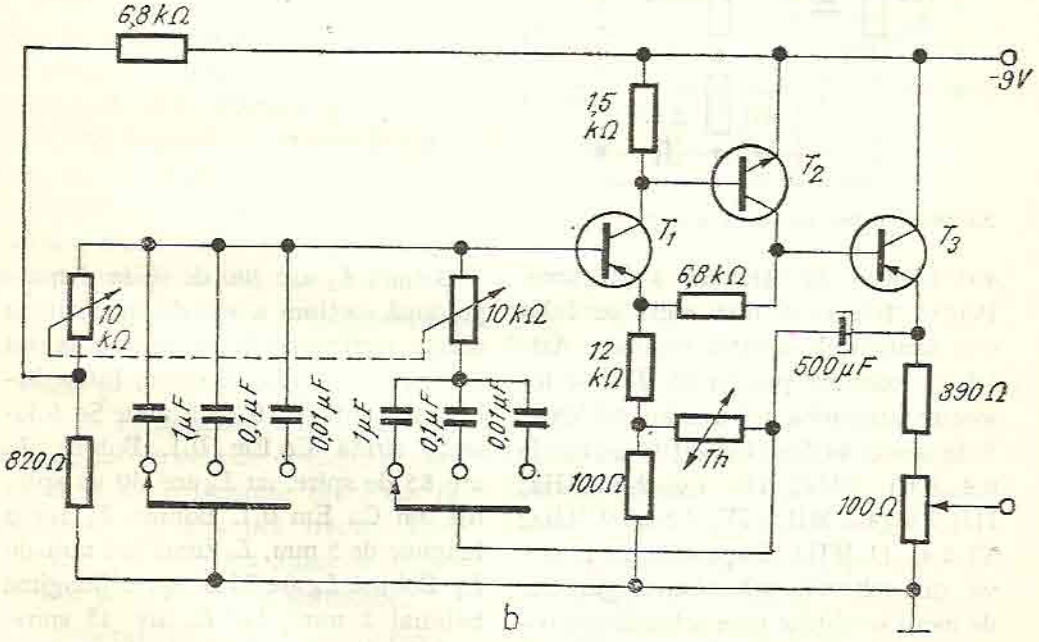
La ieșire, semnalul se culege de pe potențiometrul de 100 Ω.

La generator, în jurul axului potențiometrului, se montează o scală gradată direct în unități ale frecvenței, etalonarea, respectiv trasarea gradației scalei, făcîndu-se în raport cu alt generator.

În domeniul radiofrecvenței se folosesc generatoare mai complicate și la care, constructiv, se iau mai multe precauții, printre care rigiditatea mecanică ocupă un loc deosebit. Aceste generatoare acoperă gama cuprinsă între 100 kHz și 30 MHz. Peste frecvența de 30 MHz, amatorii lucrează mai puțin, excepție făcînd domeniile rezervate traficului de radioamatori. Practic, un generator de radiofrecvență se compune din oscilatorul propriu-zis și un generator de audiofrecvență ce debitează un semnal AF cu care se modulează semnalul RF. În fig. XI.18 este redată schema electrică a unui generator RF ce asigură semnal între

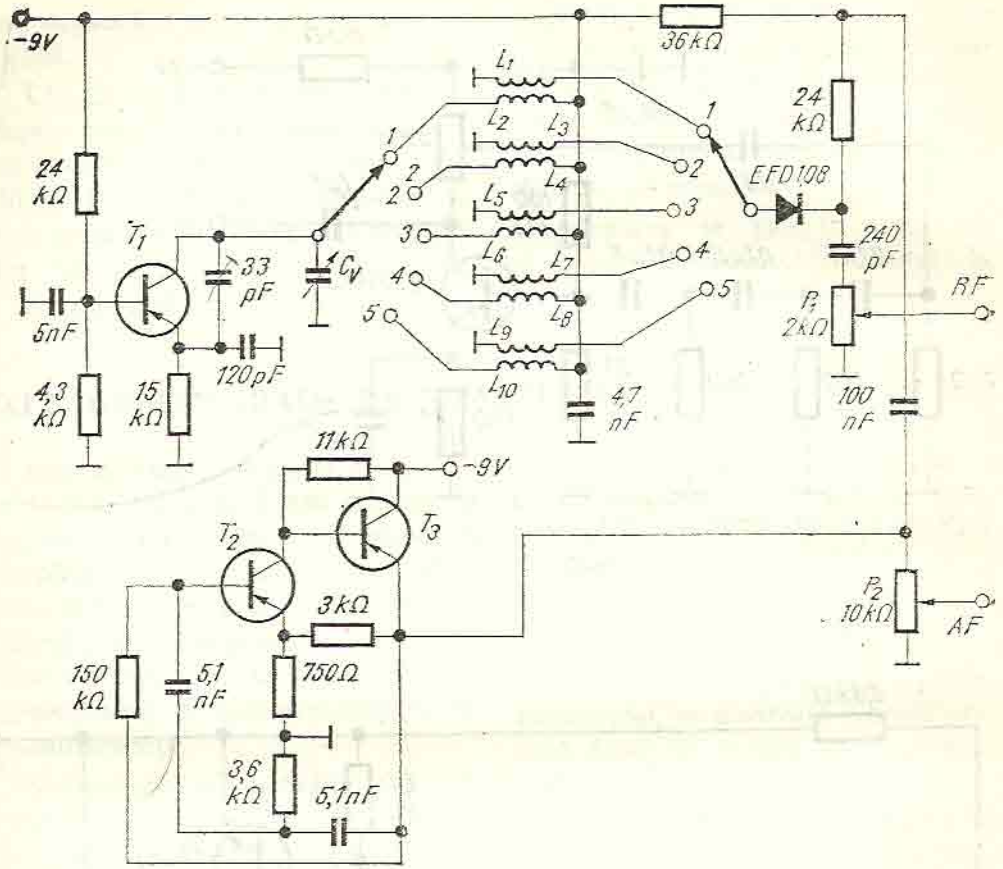


a



b

XI.17. Generatoare AF.
a. Pentru frecvență fixă.
b. Pentru întreaga gamă de AF.



XI.18. Schema electrică a unui generator RF.

400 kHz și 11 MHz în 5 subgame. Pentru frecvențe mai mari se folosesc armonicele acestor semnale. Astfel, de exemplu pentru 80 MHz se folosește armonica a 3-a a lui 10 MHz. Subgamele au fost împărțite astfel: I) 0,4...0,63 MHz; II) 1,6...2,6 MHz; III) 2,6...4,2 MHz; IV) 4,5...6,9 MHz; V) 6,4...11 MHz. După cum se observă din schemă, schimbarea gamelor de lucru se obține prin schimbarea bobinelor. Bobinele $L_{10}(L_9)$ se construiesc pe carcase cu diametrul de 12 mm; celelalte bobine având diametrul de 6 mm.

Bobina L_2 are 200 de spire dispuse pe două secțiuni a 100 de spire; între aceste secțiuni se introduce bobinajul pentru L_1 de 150 de spire; între bobine distanța va fi de 1 mm. Se folosește sîrmă Cu Em 0,1. Bobina L_3 are 85 de spire, iar L_3 are 30 de spire tot din Cu Em 0,1. Bobina L_4 are o lungime de 5 mm, L_3 fiind la 1 mm de L_4. Bobina L_6 are 55 de spire (lungime bobinaj 2 mm), iar L_5 are 15 spire, ambele din Cu Em + mătase 0,18 (0,2).

Bobina L_8 are 30 de spire, iar L_7 are 8 spire; L_{10} are 20 de spire, iar

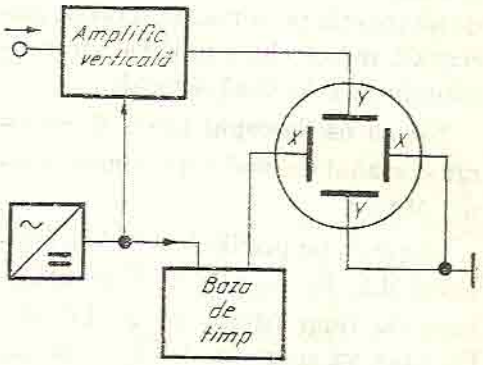
L_9 are 6 spire, toate aceste înfășurări fiind din sîrmă Cu Em 0,25. Acordul în fiecare subgamă se face din condensatorul C_v care are o variație a capacității cuprinsă între 5 și 100 pF. Tranzistorul T_1 este EFT 317. Oscilatorul AF este construit cu tranzistoarele T_2—T_3 de tip EFT 353 și își aplică semnalul printr-un capacitor de 100 nF pe dioda D (EFD 108), montată la ieșirea generatorului RF. Pe această diodă se obține modularea în amplitudine cu un grad 0,4...0,6.

Pe potențiometrul P_1 se culege semnal RF, modulat sau nu, iar pe potențiometrul P_2 se culege semnal AF. Dacă generatorul AF nu este alimentat, semnalul RF nu este modulat.

Cu generatorul RF modulat se verifică circuitele de intrare și amplificatorul de frecvență intermediară dintr-un radioreceptor.

XI.6. OSCILOSCOPUL CATODIC

Este un aparat de măsură folosit foarte mult în electronică pentru vizualizarea formei unui semnal electric. Acest aparat are, în principal, un tub catodic cu deviația electrică a fasciculului de electroni între cele două perechi de plăci: pentru deviație pe verticală (Y) și pentru deviație pe orizontală (X). Fiecare pereche de plăci este cuplată cu un amplificator. În plus, un osciloscop mai conține un generator de tensiune în dinte de ferăstrău, numit bază de timp, precum și sistemul de alimentare cu energie electrică. Schema bloc a osciloscopului este redată în fig. XI.19.



XI.19. Schema bloc a oscilatorului catodic.

Dacă pe plăcile de deviație verticală (axa Y) se aplică o tensiune sinusoidală, iar pe cele de deviație orizontală (axa X), o tensiune dinte de ferăstrău, cu o anumită frecvență de repetiție, pe ecran va apare o sinusoidă sau un număr de sinusoide.

În general, pe plăcile pentru deviație pe orizontală se aplică tensiuni crescătoare liniar în timp, spre a urmări variația în timp a semnalului aplicat pe plăcile de deviație verticală, funcție de bază în cazul măsurătorilor cu osciloscopul.

Există și cazuri cînd dorim să observăm grafic (pe ecran) și relația ce există între două mărimi variabile. Una din mărimi va fi aplicată pe plăcile Y și cealaltă pe plăcile X.

O aplicație imediată pentru acest gen de utilizare o constituie măsurarea unui semnal de frecvență necunoscută cu ajutorul figurilor Lissajous. Măsurătoarea decurge astfel: pe plăcile X se aplică un semnal cu frecvență

cunoscută de la un generator, iar pe plăcile Y se aplică un semnal cu frecvență necunoscută. Pe ecran va apare un anumit desen. Se reglează frecvența generatorului pînă se obține pe ecran un desen simplu. Dacă desenul este o linie, cerc sau elipsă, raportul frecvențelor celor două semnale este 1:1. În cazul unui desen mai complicat, acesta se intersectează cu o linie verticală și se numără cîte puncte de intersecție apar, apoi se intersectează cu o linie orizontală și se numără și de data aceasta punctele de intersecție. Raportul dintre numărul de puncte de intersecție pe verticală și cel pe orizontală indică chiar raportul frecvențelor între cele două semnale.

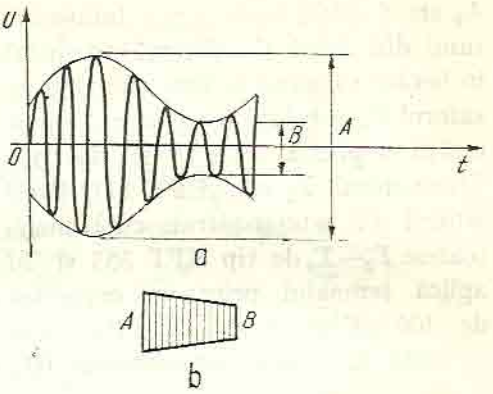
Tot cu osciloscopul poate fi măsurat și gradul de modulație a unui semnal MA.

Obișnuit, pe plăcile Y se aplică semnalul MA, iar pe plăcile X se aplică baza de timp (dinte de ferăstrău). Pe ecran va apare un desen ca în fig. XI.20. Gradul de modulație se calculează în procente, cu formula:

$$m = \frac{A - B}{A + B} \times 100.$$

Se observă că pentru $B = 0$, $m = 100\%$, iar pentru $B = A$, $m = 0$, deci undă nemodulată.

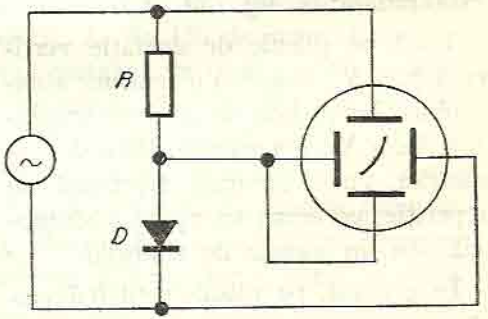
Gradul de modulație a unui semnal se mai poate măsura și prin metoda trapezului. În acest caz, pe plăcile Y se aplică semnalul MA, iar pe plăcile X semnalul modulator de AF. Pe ecranul tubului apare un trapez al cărui aspect poate varia între o linie verticală și un triunghi (fig. XI.21). Gradul de modulație se obține și în acest caz tot cu relația:



XI.20. Imaginea pe tubul catodic la măsurarea gradului de modulație a unui semnal MA.
a. Cu baza de timp în „dinte de ferăstrău".
b. Cu baza de timp semnal modulator AF.

$$m = \frac{A - B}{A + B} \times 100,$$

cu aceleași concluzii ca și în cazul anterior. În fine, tot pe ecranul unui osciloscop poate fi vizualizată caracteristica tensiune-curent a unui element neliniar, cum ar fi o diodă. Montajul folosit este prezentat în fig. XI.21.



XI.21. Montaj pentru vizualizarea pe ecranul unui osciloscop a caracteristicii tensiune-curent a unei diode.

Se observă că pe ordonată (Y) este aplicată o tensiune culeasă la bornele unui element liniar, iar pe abscisă (*X*), tensiunea luată de la bornele elementului neliniar dioda. Tensiunea de la generator poate avea orice formă, numai amplitudinea ei *trebuie să fie suficient de mare spre a* baleia întreaga caracteristică.

Constructiv, cele mai multe osciloscoape funcționează pînă la maximum 10 MHz și numai cele cu destinație specială depășesc această limită.

XI.7. MĂSURAREA FRECVENȚEI

Măsurarea frecvenței unui semnal se poate face prin mai multe metode, actualmente cel mai comod pentru această operație fiind frecvențmetrul. Acest aparat este destul de complicat, dar grație circuitelor integrate au putut fi realizate montaje relativ simple și cu gabarit destul de mic.

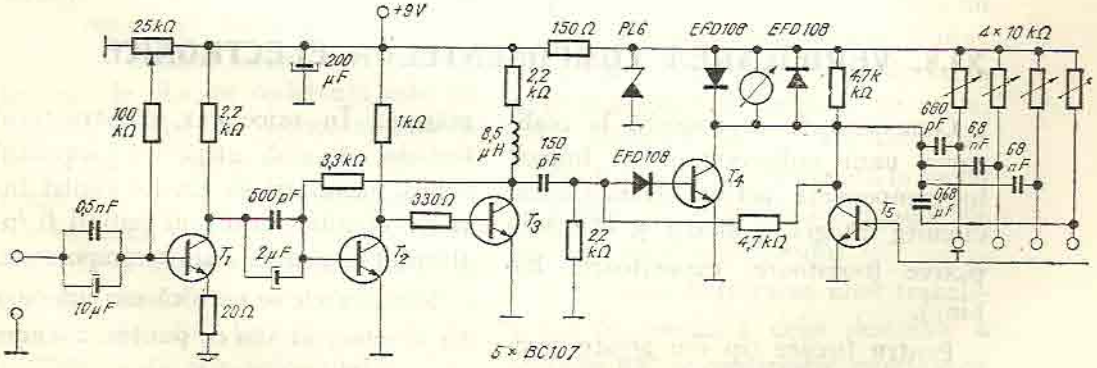
Pentru măsurarea frecvenței unui semnal AF se poate folosi aparatul a cărui schemă este prezentată în fig. XI.22.

Aparatul măsoară frecvențe între 1 Hz și 30 kHz pe 4 subgame.

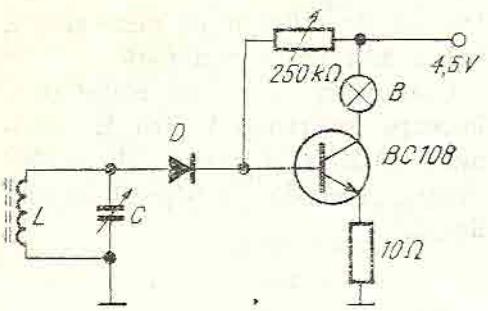
Primul etaj este un amplificator de tensiune, după care urmează un trigger (T_2, T_3) ce transformă semnalul sinusoidal în impulsuri. La ieșirea triggerului este conectat un circuit de diferențiere, care dă la ieșire impulsuri pozitive și negative.

La tranzistorul T_4 ajung numai impulsurile pozitive, provocînd basculareа circuitului monostabil T_4—T_5. Tensiunea continuă, care se obține pe unul din capacitoarele montate în colectorul lui T_4, este cu atît mai mare cu cît frecvența semnalului de la intrare este mai mare. Se observă că avînd la bază transformarea frecvenței în tensiune, funcționarea acestui aparat este destul de simplă.

Scala aparatului se etalonează în raport cu un aparat industrial. Se poate etalona și cu semnale provenite de la un generator a cărui frecvență este cunoscută. Pentru ca eroarea de măsură să fie cît mai mică, aparatul necesită la



XI.22. Frecvențmetru.



XI.23. Undametru cu absorbție.

intrare un semnal de cel puțin 35 mV. Inductanța din colectorul lui T_3 are 8 spire Cu Em ⌀ 0,25, bobinate pe un miez de ferită. Instrumentul indicator are sensibilitatea de 1 mA.

Semnalele de audiofrecvență mai pot fi măsurate cu osciloscopul prin metoda figurilor Lissajous, descrisă anterior.

În tehnica radioreceptoarelor, mai importantă este măsurarea semnalelor de radiofrecvență. O metodă foarte practicată constă în folosirea fenomenului de rezonanță. Astfel, semnalul cules se aplică unui circuit oscilant, urmărindu-se, cu un indicator, cînd acesta este la rezonanță. Aceste aparate se numesc *undametre cu absorbție.*

Un undametru cu absorbție este prezentat în fig. XI.23. Circuitul oscilant *LC* poate rezona pe frecvențe cuprinse între 6 și 18 MHz.

Bobina *L* este construită pe o carcasă de US de la aparatele de radio, avînd un diametru de 8 mm, pe care se bobinează 10 spire Cu Em 0,8.

Capacitorul *C* are o variație a capacității cuprinsă între 45 și 500 pF. În jurul axului său este montată o scală gradată în MHz. De la circuitul oscilant semnalul este detectat de dioda *D* (1 N 914) și aplicat pe baza tranzistorului BC 108. În colectorul acestuia este montat un bec (3,8 V/ 70 mA) sau o diodă *LED*. Strălucirea becului sau a diodei *LED* indică rezonanța circuitului.

O altă metodă de măsurare a frecvenței unui semnal RF este așa-numita metodă a „bătăilor".

Pe un element neliniar, tranzistor sau diodă, se aplică semnalul cu frecvența necunoscută f_x și semnalul cu frecvența cunoscută f_0.

Se variază frecvența cunoscută și se ascultă într-o cască sau difuzor semnalul rezultat. Cînd în difuzor nu se mai aude nimic înseamnă că $f_x = f_0$.

XI.8. VERIFICAREA COMPONENTELOR ELECTRONICE

Componentele ce concură la realizarea unui radioreceptor se împart în componente active (tranzistoare, circuite integrate, diode) și elemente pasive (rezistoare, capacitoare, bobine).

Pentru fiecare tip din aceste componente există metode specifice de măsură. În orice caz, constructorul trebuie să aibă grijă ca elementul supus măsurării să nu fie cuplat într-un circuit, rezultatul putînd fi influențat de prezența altor componente.

Rezistoarele se verifică sau măsoară cu ohmmetrul sau cu puntea, așa cum s-a specificat anterior.

Capacitoarele se pot verifica cu un ohmmetru, pentru a se observa dacă sînt în scurtcircuit sau nu, sau cu un capacimetru, pentru a afla valoarea exactă a capacității. Capacitoarele de valori mici se mai pot măsura prin cuplarea la un circuit oscilant. Cunoscînd frecvența de rezonanță inițială a circuitului și măsurînd noua frecvență de oscilație se poate determina prin calcule valoarea capacității. În acest fel se pot măsura și bobinele din circuitele oscilante. În paralel cu bobina se cuplează un capacitor cu valoarea capacității cunoscută. Circuitul astfel realizat se cuplează la un generator și cu un voltmetru electronic se urmărește frecvența de rezonanță.

Din formula de rezonanță a circuitelor oscilante $\left(f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}\right)$ se poate calcula valoarea elementului necunoscut. Reamintim că inductanța bobinei apare în henry [H], dacă frecvența este exprimată în hertzi [Hz], iar capacitatea în farazi [F].

Diodele de mică sau mare putere, redresoare sau stabilizatoare se pot măsura cu ajutorul ohmmetrului. Se verifică continuitatea diodei în ambele sensuri; în sens de conducție o diodă are o rezistență de pînă la 1 kΩ, de obicei de ordinul zecilor de ohmi, iar în sens de blocare rezistența este de ordinul sutelor de kiloohmi sau a megohmilor. Dacă o diodă prezintă o rezistență mare în ambele sensuri, înseamnă că este întreruptă, iar dacă prezintă o rezistență foarte mică în ambele sensuri, înseamnă că este în scurtcircuit. Și într-un caz și în celălalt dioda este nefolosibilă.

La o diodă Zener, care are marcarea ștearsă, tensiunea ce o stabilizează poate fi determinată în felul următor: se ia o sursă de tensiune continuă, de ex. 20 V, la care se conectează dioda Zener în serie cu un rezistor de 1 kΩ. Cu un voltmetru se măsoară tensiunea la bornele diodei. Dacă dioda este conectată corect, voltmetrul va indica chiar tensiunea Zener; în caz contrar, tensiunea va fi nulă.

Mai complicată apare măsurarea tranzistoarelor. Acestea cînd se măsoară se iau anumite precauții spre a nu se deteriora. Aparatele (tranzistormetrele) cu ajutorul cărora se pot măsura parametrii tranzistoarelor sînt destul de complicate și mai dificil de construit, totuși numai cu ele se pot efectua cele mai exacte măsurători.

În practica depanării radioreceptoarelor, prima verificare a unui tranzistor se face cu ohmmetrul, în sensul că se măsoară joncțiunile bază-emitor și bază-colector care, la un tranzistor bun, trebuie să se prezinte ca două diode. Se mai verifică și rezistența colector-emitor care trebuie să prezinte o valoare mare în ambele sensuri.

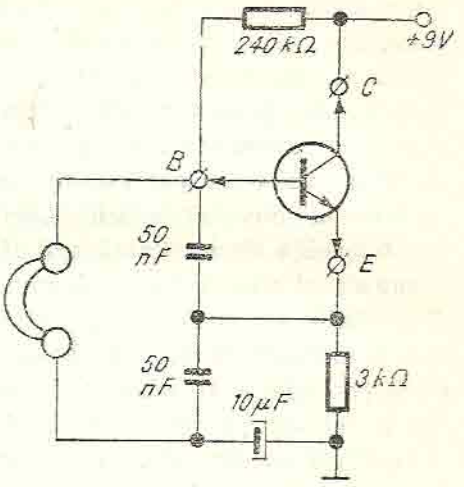
Un alt mod de verificare a unui tranzistor este plantarea sa într-un montaj. În acest scop se construiesc receptoare în care, pentru conectarea unui tranzistor, se prevede un soclu. Cînd urmează să fie controlat un tranzistor, acesta se montează în soclul respectiv și se urmărește modul de funcționare al receptorului.

Tot pentru verificarea unor tranzistoare, în special a celor destinate a lucra în RF, se construiesc montaje de

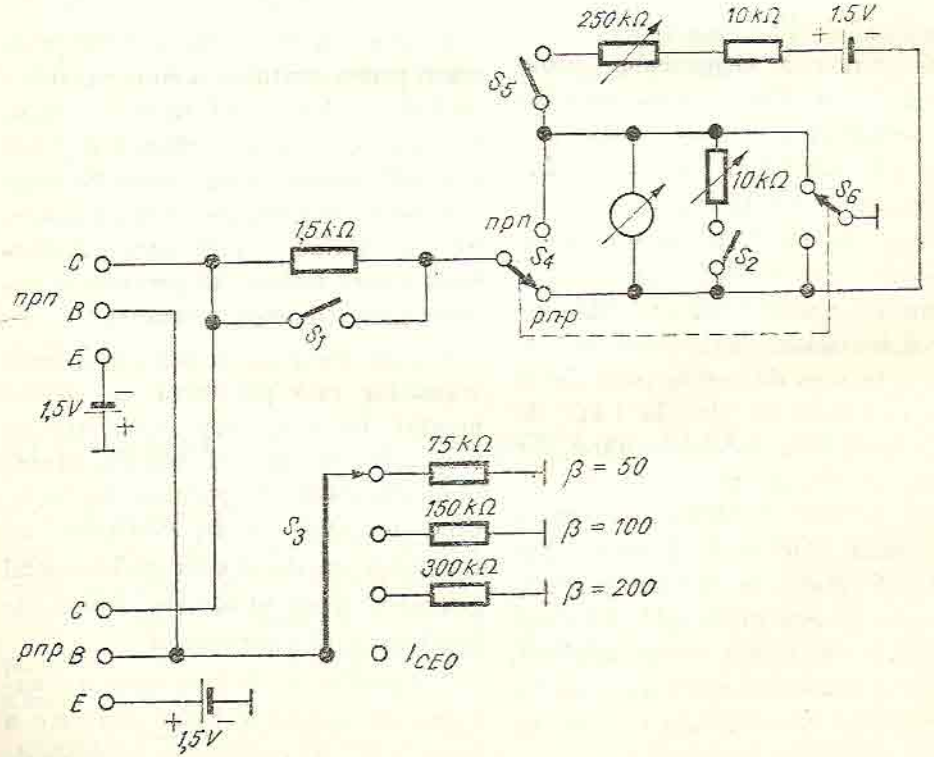
oscilator în care este plantat tranzistorul de testat.

Dacă oscilatorul funcționează înseamnă că tranzistorul este bun. Un montaj de oscilator pentru verificarea tranzistoarelor este prezentat în fig. XI.24.

În fig. XI.25 este prezentată schema unui tranzistormetru pentru tranzistoare *pnp* și *npn* de mică putere, la care se poate determina curentul rezidual I_{CEO} și factorul de amplificare β. Măsurătoarea decurge astfel: se fixează tranzistorul în bornele de măsură corespunzătoare tipului său. Pentru început, întrerupătorul S_1 este deschis, iar S_2 închis. Comutatorul S_3 se află pe poziția I_{CEO}.



XI.24. Montaj de oscilator pentru verificarea tranzistoarelor.



XI.25. Schema unui tranzistormetru pentru tranzistoare *pnp* și *npn*.

În această situație baza tranzistorului este deconectată, instrumentul indicînd curentul rezidual. Apoi comutatorul S_4—S_6 se fixează pe tipul tranzistorului *pnp* sau *npn*. Se închide apoi S_5, iar din S_3 se comută pînă cînd pe scala instrumentului apare o valoare în limitele gradației.

Instrumentul indicator este un microampermetru cu sensibilitatea de 100 μA. Dacă pe orice poziție a lui S_3 acul indicator depășește maximum de indicații, tranzistorul este defect.

Cu tranzistormetrele profesionale se pot măsura mai mulți parametri ai unui tranzistor.

Trebuie subliniat faptul că toate referirile făcute în legătură cu posibilitatea de măsurare a unui tranzistor sînt valabile în special pentru tranzistoarele bipolare. Tranzistoarele cu efect de cîmp, unijoncțiune sau MOS TEC pot fi măsurate numai cu tranzistormetre profesionale sau în montaje electronice de testare. (v. *Testarea tranzistoarelor TEC și MOS TEC*).

XI.9. MĂSURAREA PUTERII

În radioreceptoare se măsoară frecvent puterea consumată de la sursa de energie sau puterea electrică debitată de etajul final audio.

Măsurarea puterii consumată de la sursă se face astfel: între sursă și aparat se intercalează un ampermetru și se măsoară curentul. Se măsoară apoi tensiunea sursei. Puterea se calculează cu relația $P = U \cdot I$.

Puterea de ieșire se măsoară în felul următor: se conectează în locul difuzorului un rezistor a cărui rezistență este egală cu impedanța difuzorului substituit, de ex. 4 Ω, 6 Ω, 8 Ω etc. Pe acest rezistor se conectează în paralel un voltmetru. Din relația $P = U^2/R$ se poate calcula puterea electrică debitată. Cînd avem de făcut mai multe măsurători de putere, voltmetrului i se poate atașa o abacă cu relația ce există între putere și tensiune pentru o anumită valoare a rezistenței de sarcină. Pe cadran poate fi trasată o scală direct în unități de putere, aparatul realizat numindu-se astfel *wattmetru*.

De ex., dacă rezistența de sarcină are 4 Ω, valoarea de 1 V citită pe un voltmetru va însemna de fapt o putere de 0,25 W, iar la o tensiune de 2 V revine o putere de 1 W ș.a.m.d.

Desigur, rezistorul montat ca sarcină trebuie să reziste puterii debitate de amplificator.

XI.10. MĂSURĂTORI ȘI VERIFICĂRI ÎN RADIORECEPTOARE

În cazul reglării unui radioreceptor sau al efectuării unor măsurători pe etaje și componente cînd depanăm, măsurătorile practicate se referă la subansamble sau sînt globale.

Astfel, se măsoară alimentatorul,

amplificatorul audio, amplificatorul de frecvență intermediară precum și etajul de intrare și oscilatorul.

Modurile în care se practică măsurătorile pe un alimentator, chiar în cazul depanării, au fost detaliate atunci cînd a fost prezentat voltmetrul, și, respectiv, cînd s-a vorbit de măsurarea tensiunii.

La amplificatorul de audiofrecvență se măsoară puterea de ieșire, caracteristica de frecvență și, eventual, gradul de distorsiuni.

Măsurarea puterii debitate se face astfel: la ieșirea amplificatorului se montează un wattmetru; la intrarea amplificatorului se introduce semnal cu frecvența de 1 000 Hz și cu o anumită amplitudine. Se crește amplitudinea semnalului la intrare pînă cînd la ieșire se obține puterea maximă pentru care a fost construit amplificatorul.

De exemplu, puterea maximă la ieșire (ce ar putea fi de 2 W) se obține pentru 1 V la intrare.

Pentru ridicarea caracteristicii de frecvență (sau a curbei de transfer), la intrarea amplificatorului se introduce semnal de 1 000 Hz cu o anumită amplitudine și se citește puterea la ieșire. Se dau apoi, din generatorul cuplat la intrare, semnale cu frecvența de 100 Hz, 800 Hz, 2 000 Hz, 5 000 Hz, 10 kHz și eventual 12 și 15 kHz, toate de aceeași amplitudine ca și semnalul de 1 000 Hz. La ieșirea amplificatorului se vor citi diverse valori care, trecute printr-un grafic, vor prezenta caracteristica de frecvență a amplificatorului.

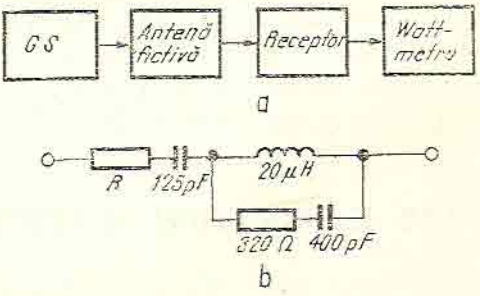
La amplificatorul de frecvență intermediară se măsoară amplificarea globală (sensibilitatea), precum și caracteristica de frecvență. Pentru aceasta, la intrarea sa se cuplează un generator de radiofrecvență ce debitează un semnal cu frecvența egală cu frecvența centrală a amplificatorului. Semnalul RF este modulat 30% cu 400 Hz. Se verifică pentru ce valoare a semnalului de intrare se obține pe voltmetrul conectat la detector un semnal cu amplitudinea de 1 V.

Caracteristica de frecvență se indică aplicînd semnale din generator în plus și în minus față de frecvența centrală f_0 și citind valorile la detector. În majoritatea cazurilor, frecvența centrală a unui amplificator de frecvență intermediară este de 455 kHz.

Din măsurătorile globale pe un radioreceptor, cele mai importante sînt sensibilitatea și selectivitatea.

Ne referim, bineînțeles, la radioreceptorul superheterodină, care prezintă o amplificare ce poate depăși 150 dB, și care se reflectă într-o sensibilitate foarte bună, în care semnalul de intrare are valori cuprinse între 1 μV și 100 mV.

Pentru măsurarea cantitativă a sensibilității unui radioreceptor vom utiliza un generator de semnale, un wattmetru și o antenă fictivă (fig. XI.26).



XI.26. Schema bloc a instalației pentru măsurarea sensibilității radioreceptorului (a) și schema antenei fictive pentru US (b)

Antena fictivă este formată din elemente active și reactive, care suplinesc caracteristicile electrice ale unei antene reale. În gama undelor scurte, schema antenei fictive este prezentată în fig. XI.26. Valoarea rezistenței R este determinată de rezistența internă a generatorului (R_i), relația matematică fiind $R + R_i = 80\ \Omega$.

Este recomandabil ca măsurătorile de sensibilitate să se facă pe fiecare gamă de lucru și cu verificări chiar în mai multe puncte din gamă.

Generatorul se aplică receptorului prin antena fictivă.

Pentru verificări MA, semnalul de la generator este modulat 30% cu 400 Hz. Inițial, nivelul semnalului din generator este foarte mic, dar acesta se crește mereu pînă ce la ieșirea receptorului pe wattmetru se citește o putere de 50 mW. În timpul măsurătorii, reglajele manuale ale amplificării în RF și AF vor fi pe poziția „maxim amplificare". Această măsurătoare, pentru care la ieșire se obține o putere de 50 mW, este singura care arată sensibilitatea maximă a unui radioreceptor, adică nivelul minim de intrare pentru care la ieșire se obține puterea standard.

Desigur, se mai pot face aprecieri de sensibilitate față de zgomotul propriu al radioreceptorului, adică determinarea unui semnal minim la intrare care mai furnizează o informație inteligibilă, dar aceasta este deja subiectivă, depinzînd de proprietățile fiziologice ale operatorului.

Pentru emisiuni MF, schema măsurătorii este tot ca în fig. XI.26, doar că generatorul este modulat în frecvență cu 400 Hz și indice variabil. Nivelul de intrare în radioreceptor este de 1,1 mV. Se crește deviația de frecvență a generatorului pînă cînd la ieșirea receptorului se obțin 50 mW și această deviație reprezintă sensibilitatea receptorului la deviația de frecvență.

Selectivitatea radioreceptorului se obține cu ajutorul circuitelor oscilante acordate, datorită faptului că acestea au impedanța în funcție de frecvență. Ea reprezintă deci proprietatea circuitului oscilant de a atenua un semnal cu frecvență f_x față de semnalul cu frecvența f_0 (frecvența de acord).

Curba de selectivitate globală a radioreceptorului este dictată de filtrele care se introduc în amplificatorul FI și care pot fi cu constante distribuite (LC) sau cu constante concentrate (filtre mecanice).

Ca metodă de măsurare a selectivității în privința pătrunderii posturilor vecine se utilizează tot schema din fig. XI.26.

La intrarea receptorului se aplică un semnal pentru care se verifică sensibilitatea, deci la ieșire să avem 50 mW. Se schimbă frecvența de la generator, deci se crecază un anumit dezacord și se crește nivelul semnalului din generator (pe noua frecvență) pînă cînd la ieșirea receptorului se obțin tot 50 mW.

Făcînd raportul între cele două niveluri de semnal, se stabilește atenuarea în dB a dezacordului de frecvențe utilizate. Măsurătorile se fac în fiecare gamă a radioreceptorului.

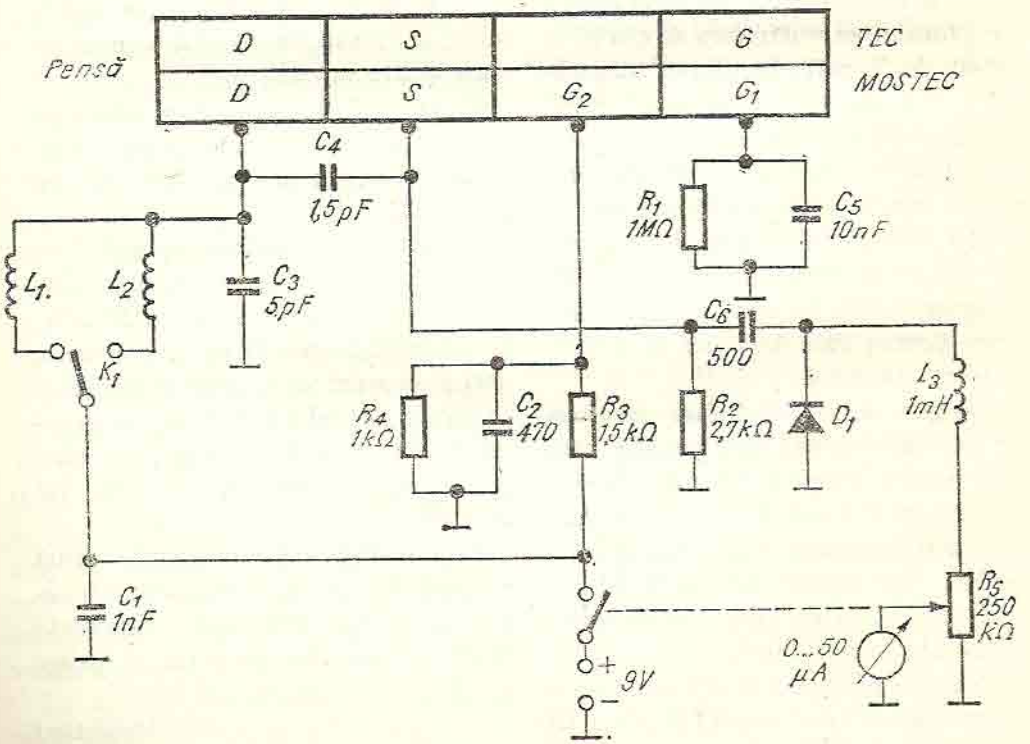
(Ilie Mihăescu)

Capitolul XII

MONTAJE PRACTICE

XII.1. TESTAREA TRANZISTOARELOR TEC ȘI MOS TEC

În fig. XII.1 este prezentat un montaj simplu pentru testarea și compararea tranzistoarelor TEC și MOS TEC. Montajul cuprinde un oscilator în care elementul activ este dispozitivul de testat. Frecvența oscilatorului este determinată de circuitele oscilante L_1C_3 (cca 150 MHz) sau L_2C_3 (cca 10 MHz), în funcție de poziția comutatorului K_1. Montajul este conceput pentru testarea tranzistoarelor TEC cu canal n și tranzistoarelor MOS TEC. În cazul în care tranzistorul de testat este cu canal p, se va inversa polaritatea sursei de tensiune. Semnalul oscilatorului este detectat de dioda de comu-



XII.1. Montaj pentru testarea tranzistoarelor TEC și MOS TEC.

tație D_1 (1 N 4449, 1 N 4148 etc.) și, prin compararea semnalului detectat (indicația microampermetrului care poate fi de tipul celor folosite în magnetofoane) la diferite exemplare și la cele două frecvențe, se pot trage concluzii privind comportarea în radiofrecvență a dispozitivelor respective. Bobina L_1 are 3 spire din sîrmă de cupru ⌀ 0,8 (preferabil argintat) în aer, ⌀ 13 mm pe o lungime de 5 mm. Bobina L_2 are 10 spire din sîrmă CuEm ⌀ 0,5, spiră lîngă spiră pe carcasă cu ferocart de ⌀ 10.

Șocul de radiofrecvență L_3 are cca 1 mH.

Comutatorul K_2 poate fi pe ax comun cu potențiometrul de reglare a sensibilității R_5.

Atenție! În cazul testării tranzistoarelor neprotejate în interior, inelul de scurtcircuitare de pe terminale se va demonta numai după conectarea tranzistorului în pensa de testare. După terminarea măsurătorilor, inelul de protecție se va monta la loc înainte de scoaterea tranzistorului din pensă.

(Iosif Lingvay)

XII.2. CALCULUL TRANSFORMATOARELOR DE MICĂ PUTERE

Prezentăm un ghid simplificat privind calculul transformatoarelor de mică putere (sub 200 W), prevăzute a funcționa la frecvența rețelei. Mărimile care se referă la primar poartă indicele 1, iar cele corespunzătoare secundarului au indicele 2.

Calculul se începe întotdeauna de la secundar, tensiunea U_2 și curentul maxim I_2 fiind cunoscute. Puterea maximă dezvoltată de secundar este:

$$P_2 = U_2 \cdot I_2 \qquad (1)$$

Dacă transformatorul are mai multe înfășurări secundare ($U_2' — I_2'$; $U_2'' — I_2''$...), puterea maximă totală P_2 se calculează prin însumarea tuturor produselor de forma (1):

$$P_2 = P_2' + P_2'' + \ldots = U_2' \cdot I_2' + U_2'' \cdot I_2'' + \ldots$$

Transferul de energie din primar în secundar făcîndu-se cu anumite pierderi, randamentul transformării, η, este subunitar, putînd fi considerat aproape întotdeauna de cel puțin 0,8 (80%). Puterea absorbită de primar are în acest caz valoarea maximă:

$$P_1 = \frac{P_2}{\eta} = 1{,}25 \cdot P_2.$$

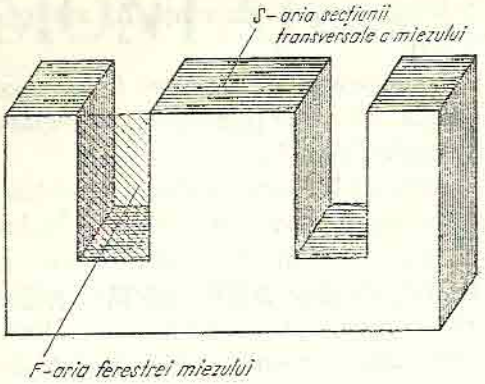
Tensiunea U_1 este întotdeauna cunoscută: curentul maxim absorbit de primar are valoarea:

$$I_1 = \frac{P_1}{U_1}.$$

Miezul transformatoarelor este constituit, de regulă, din pachete de tole din fier-siliciu, avînd ca mărimi caracteristice aria secțiunii transversale, S, și aria ferestrei, F (vezi fig. XII.2). Pentru a accepta puterea primară P_1, aria secțiunii transversale a miezului trebuie să aibă cel puțin valoarea:

$$S = \sqrt{P_1}.$$

(S în cm², iar P_1 în W).



XII.2. Elementele de calcul ale miezului unui transformator.

Secțiunea miezului determină, la rîndul ei, numărul de spire pe volt din înfășurări (n):

$$n = \frac{55}{S}.$$

(n — în spire/volt, S — în cm², 55 — — constantă empirică).

Prin urmare, numerele de spire din primar și din secundar, N_1 și N_2, se obțin cu relațiile:

$$N_1 = n \cdot U_1;\ N_2 = n \cdot U_2.$$

Etapa următoare o constituie alegerea diametrelor minime pentru conductoarele înfășurărilor. Acestea sînt determinate de valorile maxime ale curenților ce urmează să le parcurgă, prin intermediul densității de curent j:

$$j = \frac{I}{s}.$$

(j — în A/mm², I — în A, s — secțiunea conductorului fără izolator, în mm²).

Diametrul conductorului se calculează cu relația:

$$d = \sqrt{\frac{4s}{\pi}} \approx 1{,}13\sqrt{\frac{I}{j}}.$$

Pentru transformatoarele mici se admite, în general, o densitate de curent de 2...2,5 A/mm².

De exemplu, pentru $j = 2$ A/mm², diametrul conductorului (fără izolator) se ia:

$$d = 0{,}8\sqrt{I}.$$

Urmează o etapă neglijată adeseori de constructorii începători, anume aceea de a verifica dacă înfășurările necesare (calculate) încap în fereastra miezului pe care vrem să-l utilizăm. În acest scop se calculează aria totală ocupată efectiv de secțiunile transversale ale conductoarelor din toate înfășurările. La secțiunile spirelor se va ține cont de diametrul conductorului, incluzînd și izolatorul, d_{iz} ($s_{iz} \approx \approx 0{,}8 \cdot d_{iz}^2$).

Se înmulțesc numerele de spire cu secțiunile corespunzătoare și se adună pentru toate înfășurările. Rezultatul astfel obținut se înmulțește cu 2,5...3, pentru a ține cont de spațiile goale dintre spire, de spațiile ocupate de carcasă, de hîrtia izolatoare dintre straturi etc. Pachetul de tole ales trebuie să aibă aria ferestrei F mai mare sau egală cu valoarea calculată mai sus.

În încheiere, prezentăm un tabel cuprinzînd principalele mărimi caracteristice ale conductoarelor de bobinaj (Cu Em), pentru diametrele uzuale.

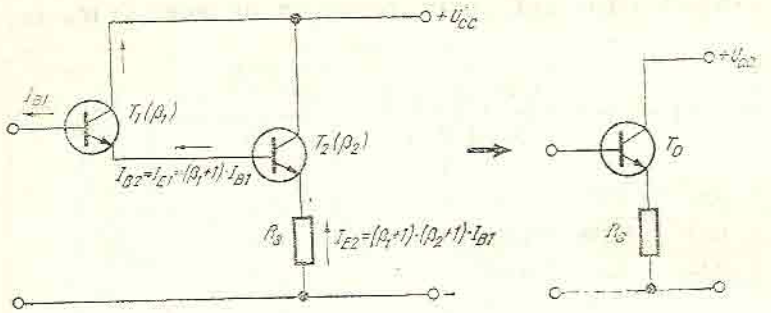
CARACTERISTICI ALE CONDUCTOARELOR DE BOBINAJ (Cu Em)

d [mm]	d_{iz} [mm]	Rezistența specifică [Ω/m]	I_{Max} [mA] la densitatea de curent			n_l (spire/cm)
			$j = 2$ A/mm²	$j = 2{,}5$ A/mm²	$j = 3$ A/mm²	
0,10	0,123	2,21	15,7	19,6	23,6	80
0,12	0,149	1,537	22,6	27,3	34	66
0,15	0,18	0,983	35,3	44,2	53	55
0,18	0,21	0,682	51	63,7	76,5	47,5
0,20	0,231	0,552	62,9	78,6	94,3	43,4
0,22	0,255	0,457	76	95	114	39,2
0,25	0,285	0,354	98	123	147	35
0,28	0,317	0,282	122	154	185	31,5
0,30	0,337	0,245	141	177	212	29,6
0,35	0,394	0,1806	192	240	289	25,3
0,40	0,444	0,1383	252	315	378	22,5
0,45	0,501	0,1092	318	398	477	19,9
0,50	0,551	0,0885	392	490	590	18,1
0,55	0,609	0,0731	475	594	713	16,4
0,60	0,659	0,0615	566	707	848	15,1
0,65	0,709	0,0524	662	838	993	14,1
0,70	0,759	0,0452	770	960	1 150	13,1
0,75	0,81	0,0394	882	1 110	1 331	12,3
0,80	0,872	0,0346	1 000	1 256	1 510	11,4
0,85	0,911	0,0306	1 140	1 420	1 700	11,0
0,90	0,972	0,0274	1 270	1 590	1 910	10,2
0,95	1,022	0,0245	1 420	1 775	2 130	9,8
1,0	1,087	0,0221	1 570	1 960	2 360	9,3
1,2	1,291	0,0154	2 260	2 730	3 400	7,7
1,4	1,493	0,01128	3 080	3 850	4 620	6,7
1,5	1,595	0,00984	3 580	4 420	5 300	6,2
1,6	1,696	0,00865	4 020	5 025	6 030	5,9
1,8	1,898	0,00684	5 100	6 370	7 650	5,27
2,0	2,1	0,00556	6 290	7 860	9 430	4,75

(Alexandru Mărculescu)

XII.3. MONTAJUL DARLINGTON

O modalitate frecvent întîlnită de conectare a două tranzistoare în regim de amplificare este aceea în *montaj Darlington* (fig. XII.3). Tranzistoarele T_1 și T_2 trebuie să fie de același tip de structură (ambele *pnp* sau ambele *npn*). Ele funcționează în montaj cu colectorul comun, emitorul primului



XII.3. Montajul Darlington.

tranzistor fiind conectat direct în baza celui de-al doilea. Rezistența de sarcină este plasată în emitorul tranzistorului T_2.

Amplificarea în tensiune a montajului Darlington este subunitară (apropiată de 1), în schimb acesta oferă amplificarea maximă posibilă în curent. Într-adevăr, un puls de curent I_{B1} aplicat bazei primului tranzistor se regăsește în emitor amplificat de $\beta_1 + 1$ ori: $I_{E1} = (\beta_1 + 1) \cdot I_{B1}$. Curentul de emitor al primului tranzistor fiind totodată și curentul de bază al celui de-al doilea, în emitorul lui T_2 găsim:

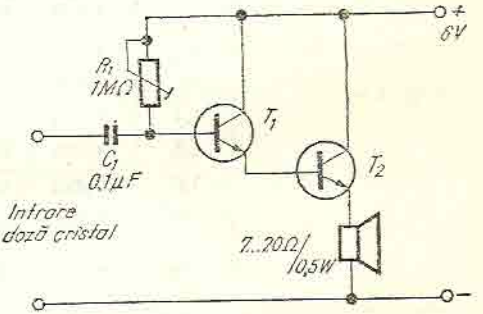
$$I_{E2} = (\beta_2 + 1) \cdot I_{B2} = (\beta_1 + 1)(\beta_2 + 1) \cdot I_{B1}.$$

Montajul Darlington se mai caracterizează prin rezistența de intrare deosebit de mare, ca și printr-o rezistență de ieșire scăzută. El se comportă ca un singur tranzistor de aceeași structură cu T_1 și T_2, avînd factorul de amplificare în curent:

$$\beta_D = (\beta_1 + 1)(\beta_2 + 1) - 1.$$

Evident, se pot monta în acest mod și trei sau mai multe tranzistoare, amplificarea crescînd corespunzător.

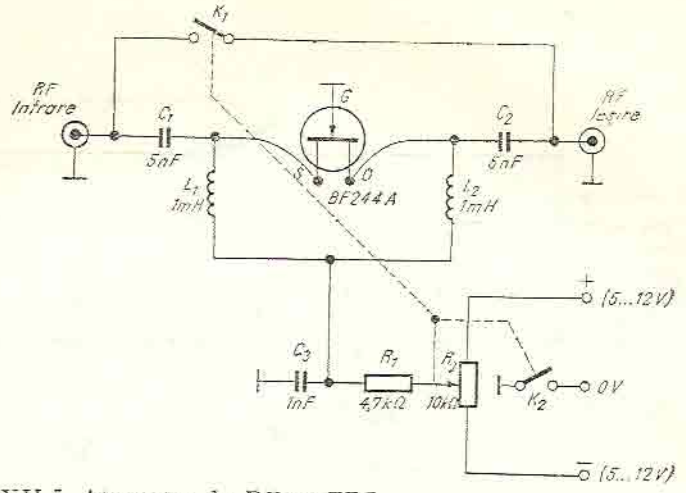
Circuitul Darlington este frecvent utilizat în schemele de amplificatoare de curent continuu (comutatoare electronice etc.), dar și în unele amplificatoare de audiofrecvență. De exemplu, semnalul audio debitat de o doză de picup (cu cristal) poate fi amplificat pînă la nivelul necesar acționării unui difuzor miniatură (5...25Ω/0,5 W), utilizînd un montaj Darlington cu tranzistoare curente: T_1 = BC 109, BC 108, BC 107 etc., T_2 = AC 181 K, BFY 34, BD 135, BD 137 etc. (fig. XII.4).



XII.4. Amplificator cu montaj Darlington.

Din rezistența semivariabilă R_1 (trimer de 1 MΩ) se ajustează audiția optimă.

(Alexandru Mărculescu)



XII.5. Atenuator de RF cu TEC.

XII.4. ATENUATOR DE RF

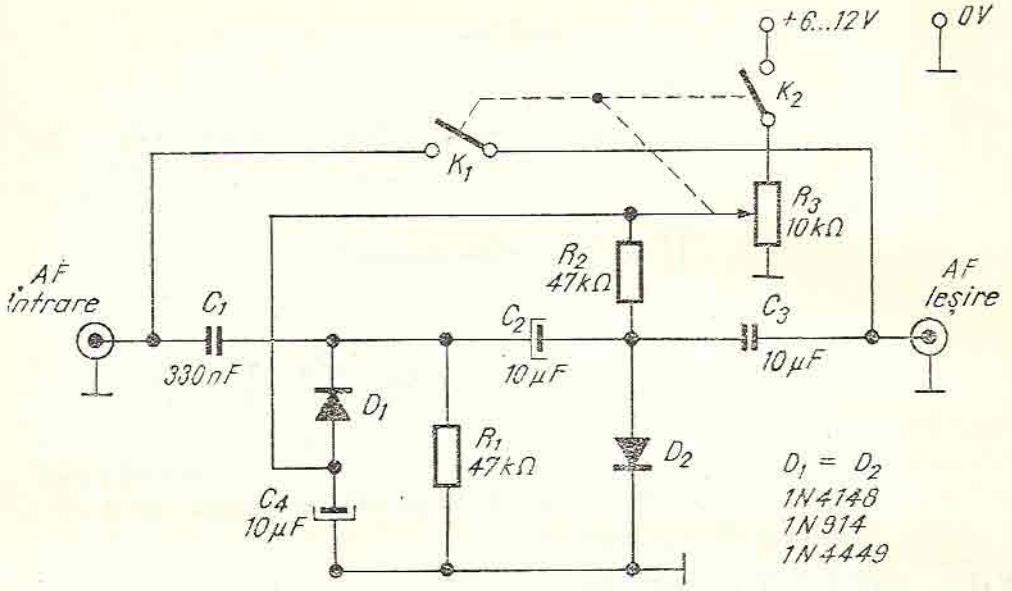
În schema din fig. XII.5 este prezentat un divizor de tensiune, cu ajutorul căruia se poate obține o atenuare de pînă la 50 dB, eliminînd astfel riscul intermodulațiilor pe care poate să-l producă în radiorecepție un post local, puternic.

Montajul este economic și cuprinde ca element activ un tranzistor TEC cu canal *n* de tip BF 244 A, 2 N 3819, 2 N 4416 etc. Pentru recepția semnalelor foarte slabe puntea divizoare este scoasă din circuit prin închiderea comutatorului K_1. Inductanțele de 1 mH vor fi cu capacitate cît mai mică (execuție compartimentală sau cu galeți în fagure). Reglarea atenuării se realizează din potențiometrul R_2 de 10 kΩ (liniar). Tensiunea de alimentare va fi bine stabilizată și filtrată. Comutatorul K_1 și întrerupătorul K_2 vor fi pe ax comun cu potențiometrul R_2. Alimentarea se face dintr-o sursă dublă cu tensiunea cuprinsă între 5 și 12 V. (*Iosif Lingvay*)

XII.5. LIMITATOR DE ZGOMOT

Cel mai simplu limitator de zgomot utilizat în radiofrecvență este format din două diode de comutație montate în antiparalel. Soluția are dezavantajul că nivelul de limitare este relativ mare (cca 1 V) și este utilizabil doar în etajele cu tuburi. Această soluție se mai folosește și la protecția circuitelor de intrare ale radioreceptoarelor prin decuplarea bornei de antenă cu două diode în antiparalel.

Cu montajul prezentat în fig. XII.6 se poate limita zgomotul provenit din descărcări atmosferice sau din



XII.6. Limitator de zgomot în AF.

rețea în etajele de audiofrecvență ale receptoarelor tranzistorizate.

Nivelul limitării se reglează prin prepolarizarea diodelor, aplicînd acestora o tensiune reglabilă prin potențiometrul R_3 de 10 k Ω (liniar).

La alegerea pieselor se recomandă ca valorile lui C_4 și C_2, respectiv ale lui R_1 și R_2 să fie cît mai apropiate. De asemenea, se recomandă ca diodele utilizate să fie alese cu parametrii V_{FO} și r_d cît mai apropiați. Diodele D_1 și D_2 sînt de tipul 1 N 914, 1 N 4148, 1 N 4449 etc.

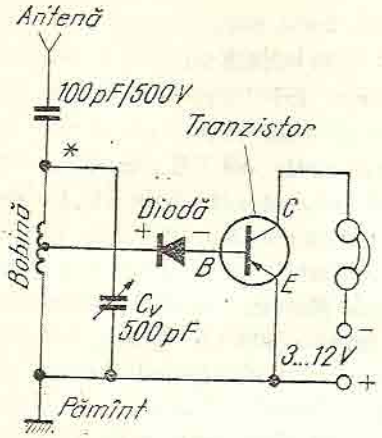
Prin închiderea comutatorului K, limitatorul este scos din circuit. Consumul montajului este extrem de redus (la 12 V sub 1,3 mA).

(Iosif Lingvay)

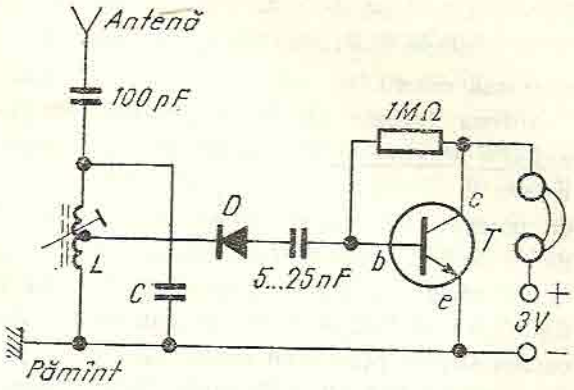
XII.6. RADIORECEPTOR CU UN SINGUR TRANZISTOR

Radioreceptorul prezentat în fig. XII.7 folosește tranzistorul ca amplificator de AF pentru un detector cu diodă semiconductoare. Dioda este legată la o priză — exact la jumătatea bobinei unui circuit acordat. Prin aceasta, circuitul acordat nu e amortizat de rezistența diodei și își păstrează un factor de calitate ridicat. Montajul funcționează și cu diodă conectată la capătul de sus al bobinei, dar în acest caz posturile de radio își vor suprapune audiția, selectivitatea avînd de suferit. La montare se va asigura sensul corect al diodei (cel indicat în schemă), altfel schema nu funcționează.

Atunci cînd circuitul de intrare nu

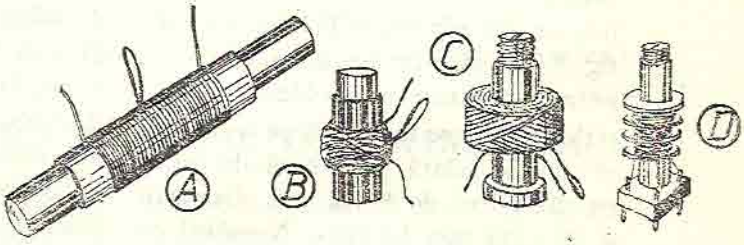


a

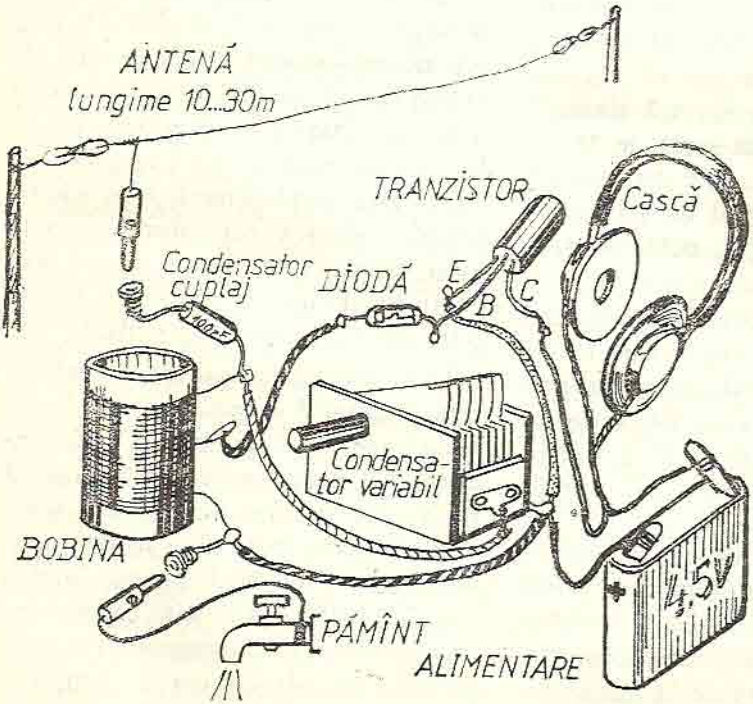


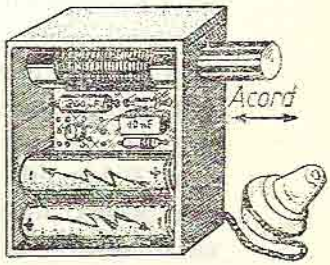
b

XII.7. Radioreceptor cu un singur tranzistor.



d





c

este acordat pe o stație, nu se produce polarizarea tranzistorului (care astfel nu va conduce) și, în consecință, nu consumă curent.

Antena trebuie să fie exterioară, avînd o lungime de la 10 metri în sus. Ea va fi completată cu o bună priză de pămînt. Bobina de acord pentru gama de UM poate fi realizată în mai multe variante. Așa cum se arată în figură, ea se înfășoară pe un tub de carton sau de plastic cu diametrul de 3...4 cm, avînd 50 + 50 spire, înfășurate cu conductor de cupru-email-mătase sau vinilin, ø 0,2...0,3 mm. În fig. XII.7, sînt prezentate și alte variante de realizare ale bobinei, astfel:

A. Bobina se înfășoară pe o carcasă din hîrtie rulată pe o bară de ferită cu diametrul de 8...12 mm diametru și 70...150 mm lungime. Numărul de spire se reduce la 30 + 30, bobinate cu sîrmă emailată sau email-mătase ø 0,15...0,25 mm.

B. Se folosește o carcasă similară, cu un miez de ferită scurt de 15...30 mm. Bobinajul se face tip „vrac", de-a valma, numărînd 60 + 60 spire, cu conductor ø 0,15...0,25, cu orice fel de izolație.

C. Se folosește o carcasă cu miez reglabil de ferită sau ferrocart, cu bobinaj tip „universal", ceva mai greu de efectuat, dar care dă rezultate superioare. Felul bobinajului, ca număr de spire și conductor, este similar precedentului.

D. Se utilizează un tip de carcasă secționată, cu miez subțire de ferită. Indiferent de numărul de secțiuni (între 2 și 5), numărul de spire al bobinei trebuie majorat la 100 + 100, bobinajul fiind executat cu sîrmă ø 0,1...0,2 mm, izolată cu vinilin, mătase sau email, repartizată uniform pe carcasă, pe secțiuni.

Pentru gama de UL, numărul de spire al bobinelor trebuie să fie de 150 + 150, iar ø 0,1...0,2 mm. Capacitorul variabil poate fi cu dielectric aer sau de plastic, cu capacitate maximă în jurul a 500 pF. Dioda folosită la detecție va fi de tip punctiform, cu germaniu. Diodele redresoare cu joncțiune nu pot fi utilizate aici. Tranzistorul poate fi de orice tip cu germaniu, de mică putere, de audiofrecvență. La ieșirea montajului se poate conecta o cască cu rezistență, preferabil mare, de 1 000...4 000 Ω, sau un difuzor de radioficare prin transformator de ieșire. Cu o antenă bună, în apropierea stațiilor de radio se obține o audiție destul de puternică. Selectivitatea montajului poate fi modificată prin schimbarea valorii capacitorului de cuplaj cu antena, notat pe schemă cu o steluță. Astfel, la o antenă foarte lungă este necesar un capacitor de cîteva zeci de picofarazi; la o antenă scurtă, valoarea capacitorului poate avea cîteva sute de picofarazi sau poate fi înlocuit cu o legătură directă între antenă și circuitul oscilant.

În varianta „de buzunar", montajul este întrutotul asemănător, cu deosebire că e introdus într-o cutie de dimensiunea unui pachet de țigări. Acordul se face cu ajutorul unui baston scurt de ferită care poate glisa în interiorul unei carcase din hîrtie rulată. Bobina are 75 + 75 spire, iar capacitorul fix (stiroflex sau ceramic), plasat în paralel, are capacitatea de 200...250

pF. Sensul de conectare al diodei este indiferent. Polarizarea tranzistorului se realizează printr-un rezistor de 1 MΩ. Tranzistorul folosit, cu siliciu, este din seria BC 107...109 sau similar. Casca poate fi biauriculară, de impedanță mare, sau o cască miniatură, cu bobinajul refăcut. În acest scop se înlătură vechea înfășurare și se bobinează din nou cu sîrmă foarte subțire emailată (de 0,03...0,06 mm diametru), căutînd, să se plaseze în bobinaj cît mai multă sîrmă, astfel ca rezistența înfășurării să fie mai mare de 300 Ω, pentru un rezultat cît mai bun. Radioreceptorul este destul de sensibil și nu are nevoie de priză de pămînt. Ca antenă se poate folosi orice bucată mai mare de metal (de ex. legătură la calorifer, la un pat metalic sau o bucată de sîrmă oarecare avînd o lungime de cîțiva metri). Alimentarea montajului poate fi făcută la 1,5 V. Consumul este atît de redus, încît nici nu merită să i se monteze un întreruptor: pentru „liniște" se dezacordează de pe post. Se poate folosi și un tranzistor cu germaniu, iar în acest caz valoarea rezistorului de polarizare trebuie să fie redusă la 200 kΩ și să se schimbe sensul alimentării.

(George D. Oprescu)

XII.7. RADIORECEPTOR PORTABIL CU TREI TRANZISTOARE

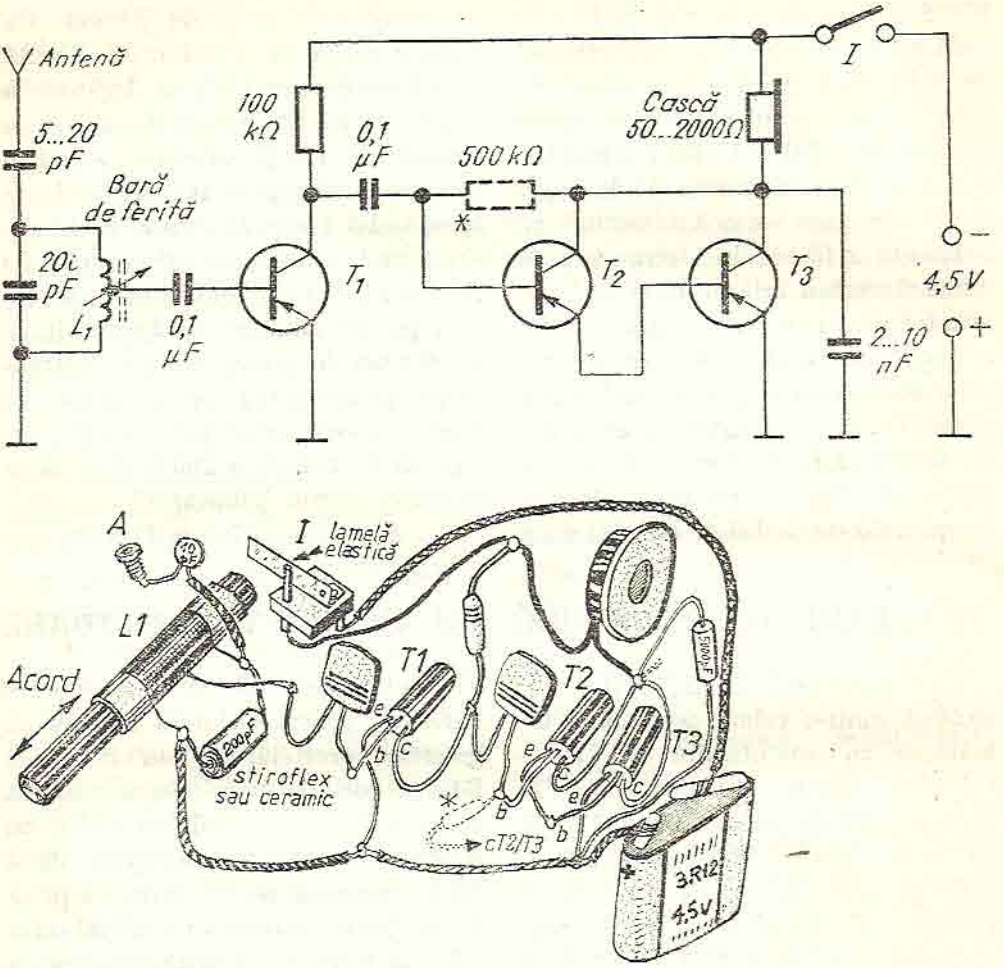
Radioreceptorul din fig. XII.8 este alcătuit dintr-o celulă detectoare, urmată de un amplificator AF. Funcțiile sînt asigurate de tranzistoarele T_1 (de RF, orice tip, de ex. EFT 317...319, cu orice factor de amplificare) și tranzistoarele T_2 și T_3, în schemă Darlington, folosind orice tip de tranzistoare de AF (de ex. EFT 351). Primul tranzistor funcționează ca detector prin caracteristică neliniară, asigurînd o bună sensibilitate montajului, care în spații neecranate, nu are nevoie de antenă, asigurînd o audiție deosebit de puternică în cască. Pentru condiții de recepție dificile, în imobile de construcție ecranată — beton armat— se poate cupla o antenă exterioară, printr-un capacitor de cuplaj.

Bobina L_1 se realizează pe un miez de ferită, de 8...12 mm diametru și 70...150 mm lungime. Pe acest miez se înfășoară o fișie de hîrtie de scris, pe care s-a aplicat un strat de adeziv oarecare, pentru a forma un tub cu grosimea peretelui de cca 1 mm și lățimea de 60 mm. După uscarea carcasei, în care miezul poate glisa cu ușurință, se bobinează spiră lîngă spiră, un număr de 100 spire, cu priză la jumătate, cu conductor avînd orice fel de izolație, ⌀ 0,1...0,25 mm (pentru UM) sau 300 spire, cu conductor ⌀ 0,08...0,15 mm (pentru UL), de asemenea, spiră lîngă spiră, cu priză la jumătate.

Acordul se face prin glisarea miezului în interiorul bobinei L_1.

Alimentarea aparatului se poate face între 3...9 V. Se pot folosi trei elemente miniatură tip R6 conectate în serie, sau o baterie de lanternă, pentru alimentare la tensiunea de 4,5 V.

Se poate încerca folosirea unui difuzor cuplat prin transformator de ieșire,



XII.8. Radioreceptor portabil cu trei tranzistoare.

sau a unui difuzor cu bobină mobilă de impedanță mare (cca 750 Ω). De asemenea, se poate folosi un difuzor de radioficare cu transformatorul său.

Este posibilă și folosirea unui capacitor variabil de 200...500 pF cu dielectric aer sau solid, în locul capacitorului fix de 200 pF, antena de ferită fiind în acest caz fixată în caseta radioreceptorului, iar acordul efectuîndu-se prin butonul capacitorului de acord. Varianta constructivă cu acord prin mișcarea miezului de ferită permite totuși rezolvarea originală a opririi receptorului prin cuplarea miezului de ferită, cu întreruptorul realizat din contactul dintre o lamă elastică de bronz subțire sau oțel și un cuișor. În repaus, lamela se reazemă pe cuișor, realizîndu-se contactul, cît timp se face acordul posturilor prin bara de ferită. La oprirea radioreceptorului, bara de ferită se introduce pînă la refuz în carcasă, apăsînd pe lamela de

contact (care nu mai atinge cuișorul) și astfel contactul se întrerupe. La punerea din nou în funcție a aparatului, se trage miezul de ferită în afară. În cazul folosirii unei căști de impedanță relativ mică, sau a unui difuzor, e utilă folosirea unui radiator steguleț de aluminiu, montat pe corpul tranzistorului T_3.

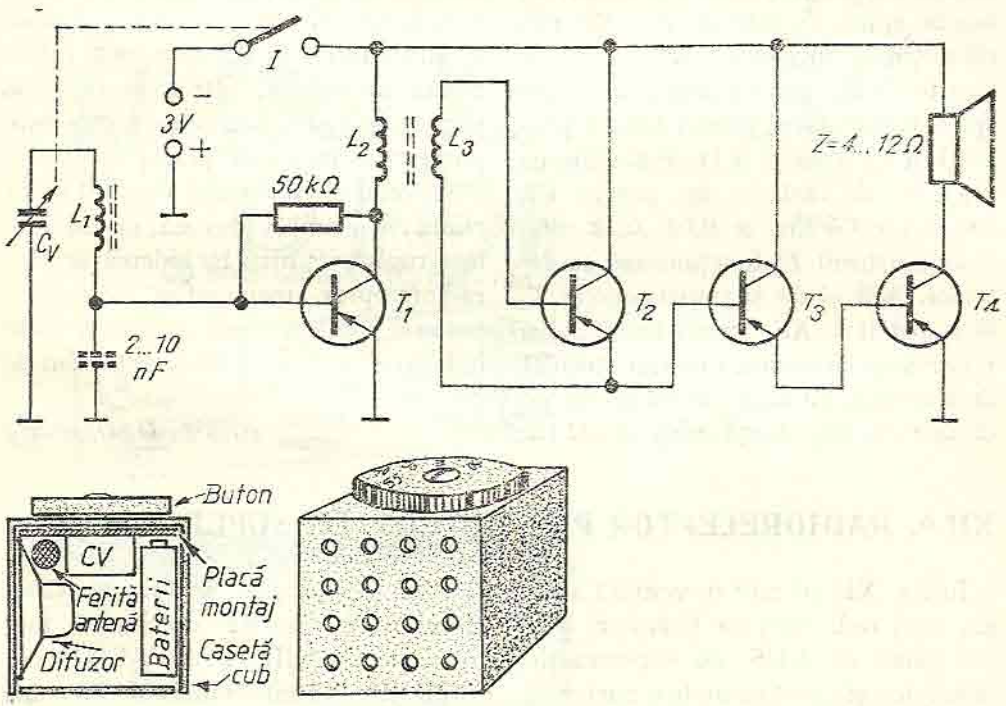
Pentru o construcție compactă, casca poate fi montată la un loc cu montajul, ca un difuzor, în interiorul unei casete de lemn sau plastic.

(George D. Oprescu)

XII.8. RADIORECEPTOR CU AMPLIFICARE DIRECTĂ, CU PATRU TRANZISTOARE

În fig. XII.9. este prezentată schema unui radioreceptor cu amplificare directă, care utilizează patru tranzistoare cu germaniu de uz curent. Circuitul acordat este cuplat cu baza primului tranzistor prin capacitatea lui de intrare. În caz că selectivitatea montajului trebuie mărită, din cauza apropierii prea mari față de o stație locală de radio, este necesară montarea unui capacitor suplimentar de 2...10 nF, care micșorează cuplajul cu circuitul oscilant. Valoarea se alege experimental (circa 5 nF).

Primul tranzistor funcționează ca amplificator aperiodic de RF. În caz



XII.9. Radioreceptor cu amplificare directă

că montajul va fi destinat numai recepției pe UL, se poate folosi orice tip de tranzistor *pnp*; pentru recepția pe UM este necesar un tranzistor RF (tip EFT 317...319 sau similar). În circuitul de colector este montat un transformator de RF. Acesta se obține prin rebobinarea unui transformator de FI pentru receptor cu tranzistoare, format miniatură. Primarul L_2 din circuitul de colector va avea 150 spire, bobinate cu conductor Cu Em ⌀ 0,06...0,1 mm. Secundarul L_3 numără 300 spire, bobinate cu conductor Cu Em ⌀ 0,06...0,08 mm. În lipsa unei asemenea carcase ecranate, cele două bobine pot fi construite pe un miez de ferită, de 2...4 mm diametru și 8...12 mm lungime, montat perpendicular și la distanță cît mai mare de antena cu ferită. Pentru UM bobina L_1 are 60 spire, Cv este de 2 × 270 pF, cu secțiunile în paralel, iar pentru UL (foarte utilă pentru excursii) — 250 spire. Conductorul primei bobine pentru UM va avea ⌀ 0,15...0,25 mm, cu orice fel de izolație, iar pentru UL conductor Cu Em ⌀ 0,08...0,12 mm.

Tranzistorul T_2 funcționează ca detector. Atît el cît și tranzistoarele T_3 și T_4 pot fi de AF. Tranzistorul T_4 va fi prevăzut cu un mic radiator steguleț de aluminiu. El alimentează direct un difuzor cu impedanță mică (4...12 Ω).

Datorită sistemului de cuplaj triplu Darlington, se obține o amplificare de ordinul zecilor de mii. Ca rezultat, în difuzor se obține o putere de ieșire de cca 100 mW, suficientă pentru o audiție destul de puternică în aer liber. Alimentarea optimă se face la o tensiune de 3 V, dar funcționează acceptabil și la 1,5 V. Aparatul nu are reglaj de volum, iar pentru micșorarea nivelului audiției se dezacordează capacitorul de acord de pe postul recepționat. Prin aceasta se reduce, totodată, și consumul radioreceptorului.

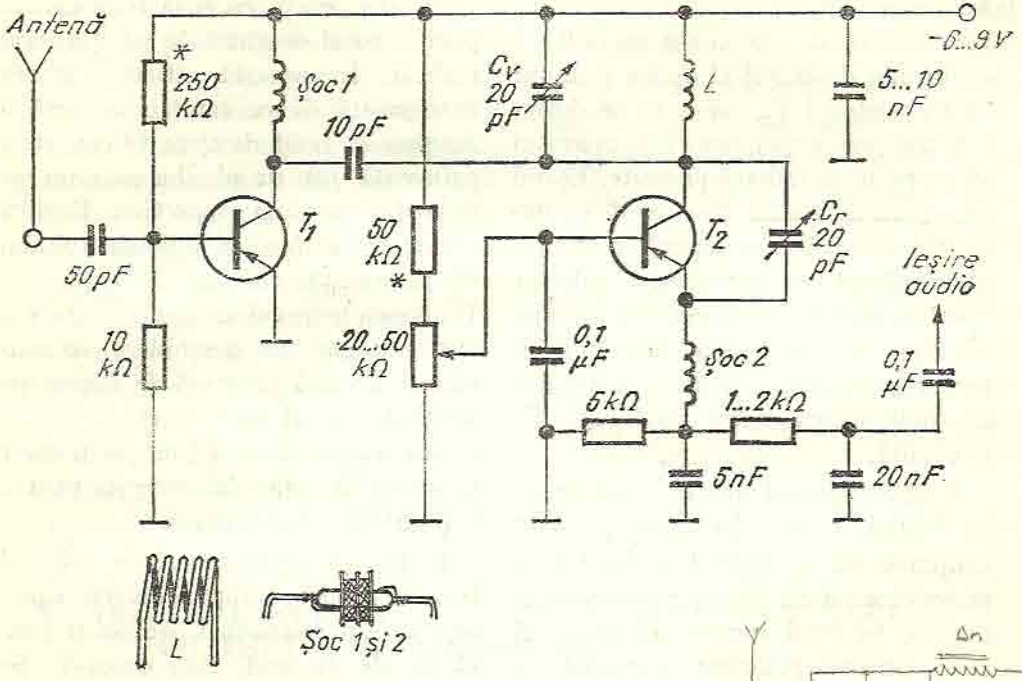
Receptorul este suficient de sensibil pentru a funcționa cu o bară scurtă de ferită (50...80 mm lungime, cilindrică sau plată). În acest caz se poate monta într-un format miniaturizat, așa cum e arătat în figură, într-un cubuleț de placaj sau plastic, cu lățimea laturii de 80 mm sau mai mic, eventual într-o formă cilindrică, într-o casetă artizanală, într-o imitație de pachet de țigări, sau orice formă care poate constitui o surpriză.

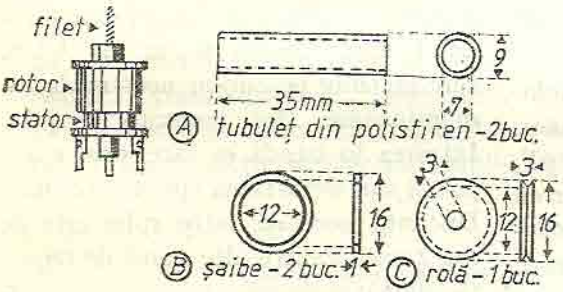
Butonul capacitorului variabil se va cupla cu o lamelă elastică, cu rolul de întreruptor. Pentru închiderea acestui radioreceptor „monobuton" se rotește butonul spre un capăt de cursă unde îndepărtează lamela întreruptorului de contact.

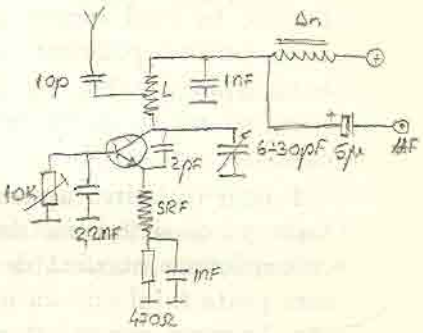
(George D. Oprescu)

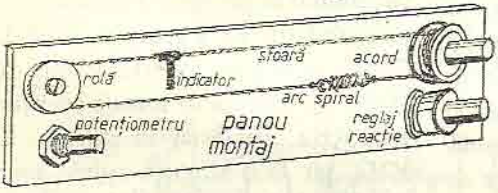
XII.9. RADIORECEPTOR PENTRU UUS, CU SUPERREACȚIE

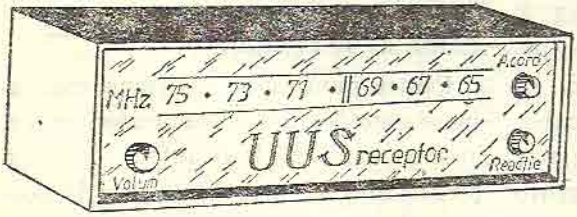
În fig. XII.10 este prezentată schema unui radioreceptor (adaptor) pentru gama de UUS, cu superreacție, care folosește pentru audiții partea de AF a unui radioreceptor sau un amplificator AF separat. Se folosesc două tranzistoare de RF cu limită mai mare de 100 MHz (de ex. AF 118 sau similare). Primul tranzistor lucrează ca amplificator de RF aperiodic, care











XII.10 Radioreceptor pentru UUS, cu superreacție.

are rolul de a mări sensibilitatea aparatului și de a izola antena radioreceptorului de etajul al doilea (echipat cu tranzistorul T_2, care este un detector cu superreacție), pentru ca aparatul să nu producă radiații parazite. Etajul cu superreacție e pus în stare de oscilație cu ajutorul unui capacitor semireglabil, plasat între circuitul de colector și cel de emitor. Dacă montajul e bine realizat, cu piese valide, el permite o recepție sigură și de calitate a stațiilor de radiodifuziune cu modulație de frecvență.

Radioreceptorul are o sensibilitate de cîțiva microvolți, dar prezintă neajunsul că are fișiitul de fond ceva mai ridicat decît la superheterodinele folosite în mod curent. El poate fi redus printr-o polarizare reglabilă, pe baza tranzistorului T_2, și printr-un eventual reglaj al reacției, printr-un capacitor semireglabil.

Pentru realizarea acordului se folosește un capacitor cu dielectric aer, cu capacitate maximă de 20...25 pF, care poate fi înlocuit cu un trimer cu aer. Trimerul preconizat permite construirea unui sistem de scală pentru acord, care este ușor de executat cu ajutorul unor mici anexe din material plastic. Astfel, un tub de polistiren, tăiat din tubul unui creion cu pastă, poate fi ușor lipit pe partea hexagonală a rotorului trimerului. Pentru lipire se folosește polistiren dizolvat în tiner. Tot cu aceeași soluție se fixează și două șaibe, care, fixate tot pe rotor, produc un mic tambur pe care se înfășoară ața pentru antrenarea scalei. În cazul unui asemenea trimer cu aer, de dimensiuni obișnuite, sînt necesare trei rotiri pentru ca el să treacă de la poziția total deschisă, la poziția total închisă. În această situație, sfoara desfășurată de pe tambur acoperă o lungime de scală de circa 14 cm, zonă suficientă pentru plimbarea unui ac indicator pe scala respectivă. Rotirea trimerului se face cu ajutorul tubului de plastic, devenit ax de acționare. Pentru ca trimerul să aibă o limitare a cursei de maximă deschidere, se cositorește un inel de sîrmă de cupru, pe șurubul central al trimerului. Un al doilea trimer, dotat cu un prelungitor de ax similar primului, servește pentru reglajul optim al reacției.

În funcție de numărul de spire al bobinei L se pot obține diverse game de recepție. Diametrul bobinei trebuie să fie de 10 mm, fără carcasă. Se folosește conductor de cupru, bine șlefuit, eventual argintat, cu diametrul de 1 mm. Pentru gama de UUS, corespunzînd posturilor noastre de radiodifuziune, sînt necesare 6 spire. Intrarea în bandă se face prin apropierea sau depărtarea spirelor bobinei. Distanța normală între spire este de cca 2 mm. Pentru alte game de recepție, numărul de spire poate fi redus corespunzător. De exemplu: dacă la cele 6 spire se obține recepția gamei 65...75 MHz; cu o spiră în minus se ajunge la 100 MHz, cu două în minus, la 160 MHz, iar la o singură spiră, montajul „urcă" pînă la 250 MHz (bineînțeles dacă și tranzistoarele au o limită suficientă de frecvență).

Pentru punerea în funcțiune, montajul se conectează la sursa de alimentare, apoi se cuplează la o antenă de circa 50 cm lungime (tip baston) și la bor-

ncle de intrare audio ale unui amplificator. Se plasează potențiometrul de polarizare într-o poziție medie. Se rotește axul trimerului de reacție pînă apare fîșiitul caracteristic al superreacției. Se explorează banda de recepție, și, la recepționarea stației dorite, se optimizează audiția prin rotirea butonului potențiometrului, și, dacă e necesar, și prin micșorarea reacției.

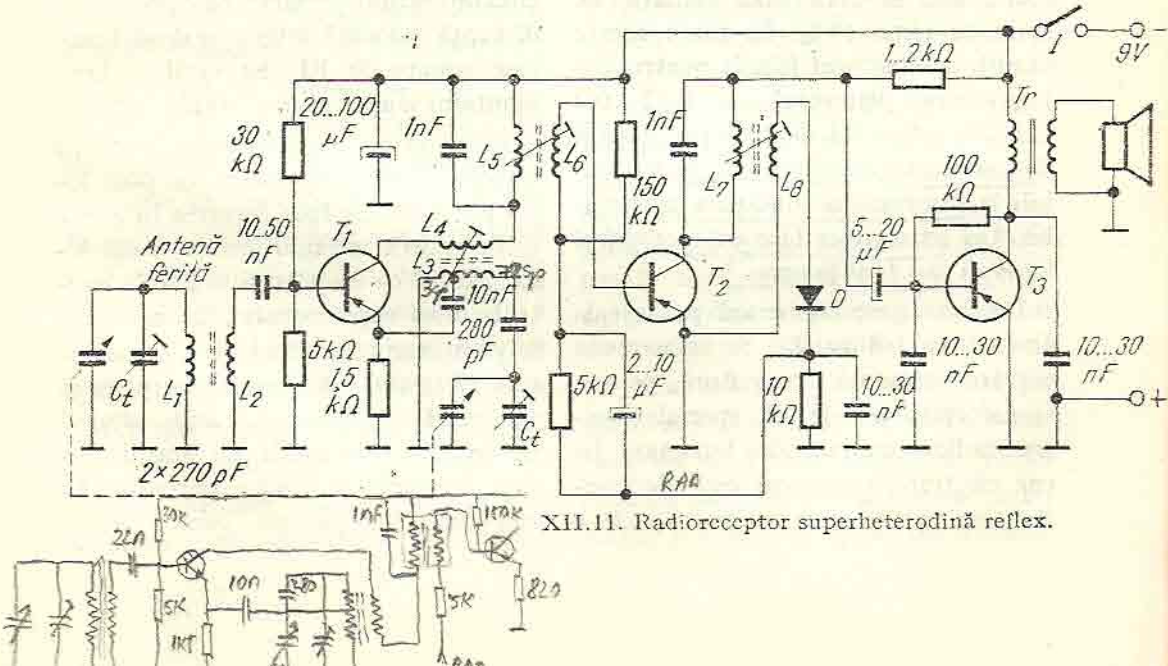
Montajul poate fi realizat și cu tranzistoare cu siliciu (de ex. din seria BF). Se inversează doar sensul sursei de alimentare și se potrivește valoarea optimă a rezistoarelor de polarizare. (notate în schemă cu steluță).

Pentru ambele variante de montaj, bobinele de șoc 1 și 2 au aceleași date. Ele se realizează pe corpul unor rezistențe de 0,5 W, cu valoare mai mare de 10 kΩ, prevăzută cu căpăcele de plastic sau carton, pentru obținerea unei carcase cu două secțiuni. În fiecare secțiune se bobinează cîte 50 spire, în același sens cu conductor email-mătase ⌀ 0,1...0,15 mm. Axele bobinelor de șoc pot fi plasate în orice poziție, dar nu paralele între ele și față de bobina *L*.

(George D. Oprescu)

XII.10. RADIORECEPTOR SUPERHETERODINĂ REFLEX CU TREI TRANZISTOARE

Montajul din fig. XII.11 este astfel conceput încît să se obțină un maxim de randament cu minimum de piese. Astfel, tranzistorul T_1 reprezintă schimbătorul de frecvență, tranzistorul T_2 are funcție dublă, ca amplificator de FI și AF, iar tranzistorul T_3 are funcția de amplificator final. Primele două tranzistoare trebuie să fie neapărat de radiofrecvență, avînd limita de frecvență la cel puțin 10 MHz, și cu factorul de amplificare de



XII.11. Radioreceptor superheterodină reflex.

cel puțin 50. Sînt potrivite acestei funcții tranzistoarele EF8 317/319. Tranzistorul T_3 poate fi orice tranzistor AF, cu $\beta > 30$ (de ex. EFT 323/351 etc.).

Montajul e ușor de realizat și de reglat. Bobinele L_1 și L_2 se bobinează pe o bară de ferită de secțiune rotundă sau rectangulară, cu diametrul de 8...12 mm și lungime de 70...100 mm. Bobina L_1 pentru gama de UM are 70 spire, cu conductor emailat sau email + mătase ⌀ 0,12...0,2 mm, bobinate spiră lîngă spiră. Bobina L_2 se bobinează lîngă capătul activ al bobinei L_1 și numără 6 spire, cu același timp de conductor.

Bobinele L_3 și L_4 alcătuiesc oscilatorul local și se înfășoară pe o aceeași carcasă, de 6...8 mm diametru, prevăzută cu miez de ferită pentru reglaj. Bobina L_3 numără 75 spire, cu priză la spira 3 de la masă, iar bobina L_4 — 12 spire bobinate direct peste L_3. Bobinajul poate fi făcut de-a valma (vrac). În caz că se folosește o carcasă secționată, se majorează numărul de spire cu circa 10%. În toate aceste cazuri, conductorul folosit pentru bobinaj are diametrul de 0,12...0,2 mm, cu orice fel de izolație. Sensul de conectare al bobinei L_4 se va stabili la punerea în funcție a aparatului. Un sens greșit face ca oscilatorul local să nu funcționeze.

Bobina L_5 se bobinează pe aceeași carcasă cu bobina L_6. Se folosește o carcasă ecranată, miniatură, pentru transformatoare de FI, speciale pentru radioreceptoare de buzunar. În caz că transformatorul este de construcție recentă, pentru un capacitor paralel de 1 nF se folosește așa cum e procurat; în cazul că este de alt tip, se desface și se rebobinează în felul următor: L_5 cu 75 spire, iar deasupra se bobinează L_6 care conține 7 spire. Ambele bobinaje se execută cu conductor izolat cu vinilin sau email, ⌀ 0,08... 0,1 mm.

Al doilea transformator de FI conține bobinele L_7 și L_8. Ele numără, 75 spire și, respectiv 50 spire, cu același tip de conductor ca și în cazul precedent.

Transformatorul T_r poate fi un transformator miniatură pentru etaj final (simetric), cu bobinajul primar folosit de la cap la cap. În lipsă, se poate bobina pe orice miez cuprins între 0,25 cm²...1 cm², de tole fier-siliciu. Primarul trebuie să aibă 1000 spire, cu conductor Cu Em ⌀ 0,08... 0,12 mm, iar secundarul — 100 spire pentru un difuzor de 4 Ω, sau 200 spire pentru un difuzor cu impedanța de 8 Ω, cu conductor Cu Em ⌀ 0,25...0,35 mm.

Montajul se asamblează pe o plăcuță de textolit perforat, păstrîndu-se o distanță maximă între cele două transformatoare de FI. Se verifică bine montajul și apoi se conectează bateria.

Prin rotirea capacitorului variabil trebuie să se recepționeze un post local puternic. Se face intrarea în gamă (prin rotirea miezului oscilatorului local), astfel ca un post să se afle în centrul cursei capacitorului, iar al doilea în poziția aproape închisă a capacitorului variabil. Aceasta pentru zona apropiată de București, unde cîmpul electromagnetic oferit de stațiile locale de radio e foarte puternic. În zone mai îndepărtate, pentru regla-

jele de început este necesar să se conecteze o antenă exterioară. În aceeași situație se află și imobilele ecranate din beton armat.

Postul București, corespunzător poziției închise a capacitorului variabil, poate fi întărit ca audiție prin mișcarea carcasei bobinei L_1/L_2, pe bara de ferită.

Se revine la postul din mijlocul scalei (corespunzător lungimii de undă de 351 m). Audiția lui se întărește prin reglarea miezurilor transformatoarelor FI, a căror frecvență de acordare este de cca 470 kHz. Reglajul se perfecționează, acționînd și asupra capacitoarelor trimer (Ct) în poziția aproape deschisă a capacitorului variabil. Reglaje mai pretențioase pot fi definitivate cu ajutorul instrumentelor specializate de laborator, dar aparatul de față fiind deosebit de simplu, reglajele lui nu sînt pretențioase. De altfel, aparatul nici nu e prevăzut cu potențiometru pentru reglajul de volum; scăderea nivelului audiției se face prin dereglarea de pe acordul precis al stației recepționate.

Întrucît puterea radioreceptorului este destul de mică (cîteva zeci de mW), în locul difuzorului miniatură se poate folosi o cască, cuplată printr-un jac.

(George D. Oprescu)

XII.11. RADIORECEPTOR SUPERHETERODINĂ

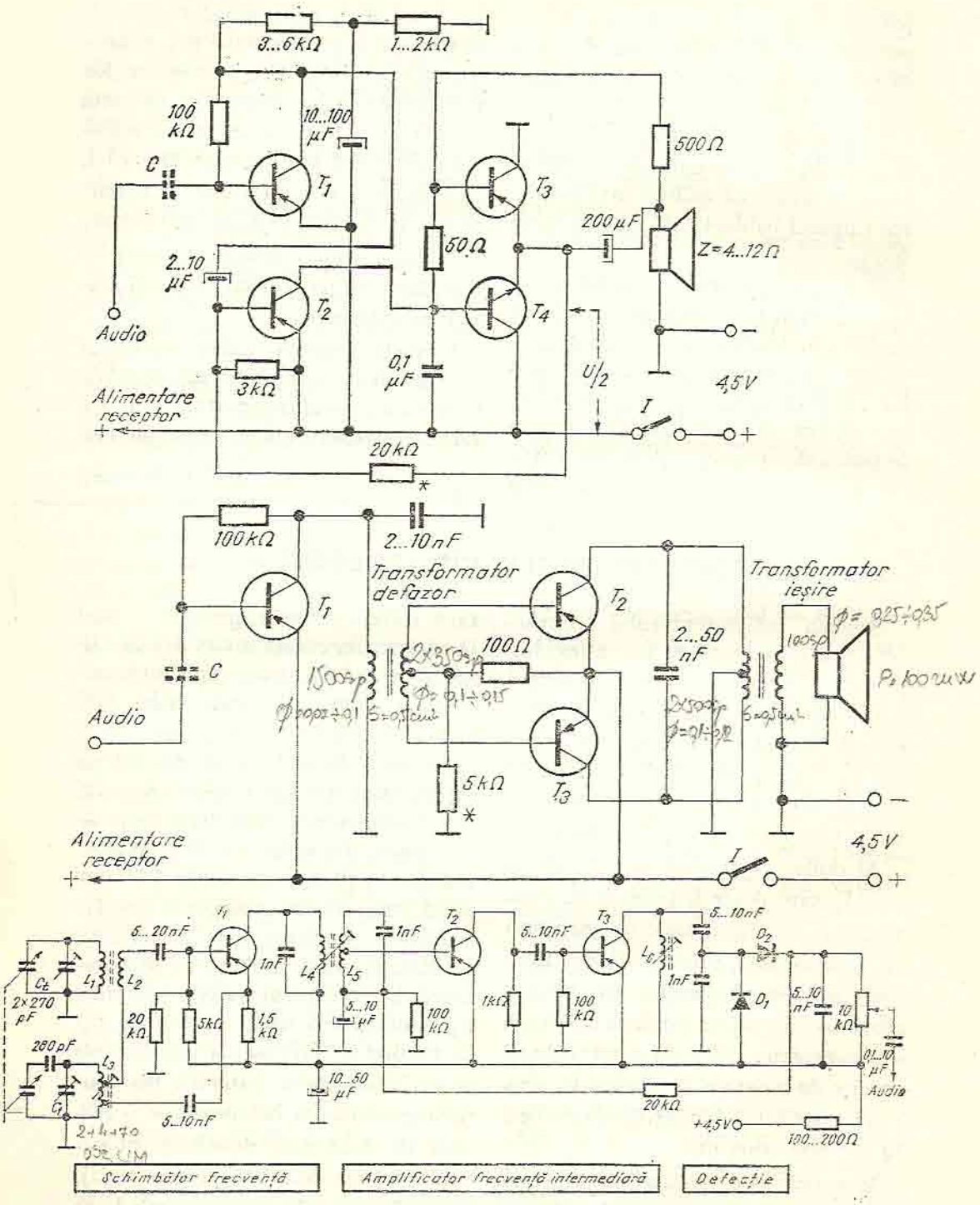
Schema radioreceptorului superheterodină, prezentat mai jos, a fost împărțită în două blocuri funcționale.

Primul reprezintă partea propriu-zisă de recepție — numită și tuner (fig. XII.12) și este alcătuit dintr-un etaj SF și două etaje de FI, urmate de un detector cu dublare de tensiune.

Al doilea reprezintă amplificatorul de AF, care poate fi realizat în două variante: cu transformatoare sau fără transformatoare, prima variantă fiind mai interesantă pentru un montaj economic, de mare randament, iar a doua pentru obținerea unei calități sporite de redare a sunetului. În ceea ce privește nivelul audiției, el este egal în ambele variante.

Montajul este realizat cu minusul la masă și plusul bateriei de alimentare izolat. Aceasta permite o mai bună decuplare a unor circuite de alimentare, evitarea unor cuplaje parazitare, randamentul fiind astfel mai bun.

Bobinele L_1 și L_2 se realizează pe o bară de ferită de secțiune rotundă sau rectangulară, cu diametrul de 8...12 mm și lungime de 70...100 mm. Bobina L_1 pentru gama de UM numără 70 spire, cu conductor emailat sau email + mătase ø 0,12...0,2 mm, spiră lîngă spiră. Bobina L_2 se bobinează lîngă capătul activ al bobinei L_1 și numără 6 spire, cu același tip de conductor. Bobina L_3 (oscilatorul) se realizează pe o variantă mai puțin cunoscută: se bobinează pe o carcasă de 6...8 mm diametru, prevăzută cu miez de ferită pentru reglaj, avînd 2 + 4 + 70 spire, socotindu-se



XII.12. Radioreceptor superheterodină.

de la punctul de conectare cu masa, cu conductor Cu Em ⌀ 0,12...0,2 mm.

Se va da o deosebită atenție marcării corecte a capetelor bobinei oscilatorului, altfel montajul nu va funcționa.

Bobinele L_4 și L_5 sînt bobinate pe carcase separate, dispuse la o distanță de cca 20 mm între axe, similare celei folosite la oscilator.

L_4 și L_5 au cîte 75 de spire, cu priză la spira a șaptea spre capătul „rece" al bobinei L_5. Bobina L_6 va avea același număr de spire, dar va fi plasată sub un ecran de aluminiu sau alamă și la distanță de cel puțin 50 mm față de celelalte două bobine. Se pot folosi și transformatoare de FI, format miniatură, din comerț. În acest caz, pentru a realiza cuplajul între bobinele L_4 și L_5 trebuie să se monteze între capetele „calde" ale bobinelor un capacitor de 5 pF. Toate tranzistoarele folosite vor fi de RF, iar diodele, punctiforme, cu germaniu. Acordarea preliminară a montajului se face la fel de ușor ca cea a superheterodinei reflex, descrisă anterior. Pentru reglajul definitiv este necesară folosirea unei heterodine modulate. Partea de radiorecepție funcționează normal la orice tensiune între 3...9 V, și poate servi ca adaptor la un picup sau amplificator oarecare. În ceea ce privește construirea unei variante de amplificator de AF pentru audiție în difuzor, se pot folosi oricare din cele două variante din figura alăturată.

Prima variantă este un amplificator cu transformatoare. Se pot folosi orice transformatoare de AF de producție românească procurate din comerț sau ele pot fi construite de amator. Astfel, transformatorul defazor poate fi bobinat pe un miez de tole de permalloy sau ferrosiliciu, cu secțiunea miezului de 0,25...1 cm². Primarul are 1 500 spire, bobinate cu conductor Cu Em ⌀ 0,07...0,1 mm, iar secundarul 2 × 350 spire cu conductor Cu Em ⌀ 0,1...0,15 mm. Transformatorul de ieșire, bobinat pe un miez similar, are în primar 2 × 500 spire, cu conductor Cu Em ⌀ 0,1...0,12 mm și în secundar 100 spire, cu conductor Cu Em ⌀ 0,25...0,35 mm. Puterea montajului este de cca 100 mW. Ea poate fi mărită prin dublarea valorii tensiunii de alimentare și prin folosirea unui transformator de ieșire cu miez de 1 cm², cu aceleași date. Se vor monta radiatoare steguleț pe corpul tranzistoarelor finale, pentru disiparea căldurii. În acest caz, puterea montajului poate fi de cca 1 W. În orice variantă realizată cu transformatoare, este necesar să se regleze precis valoarea rezistorului de polarizare (notat cu steluță) spre o valoare cît mai mare, la care totuși distorsiunile la nivel minim de audiție să fie insesizabile. Pentru tensiunea de alimentare de 9 V, se montează un rezistor de cca 10 k Ω.

Alături este prezentat și un amplificator de AF fără transformatoare. Primele două tranzistoare, cu germaniu, sînt de mică putere (de ex., EFT 323/351), iar tranzistoarele finale sînt de putere medie, pentru T_3 fiind de preferat AC 180, iar pentru T_4—AC 181. Se pot folosi și tranzistoare similare sau de putere mai mică, de ex. cuplul EFT 351 și EFT 373,

mai ales dacă montajul se alimentează la tensiunea de 4,5 V. În acest caz se obține o putere de cca 100 mW nedistorsionați. Dacă alimentarea se face la tensiunea de 9 V, tranzistoarele finale trebuie plasate pe radiatoare din aluminiu, cu o suprafață de cel puțin 5 cm² fiecare, având grosimea minimă de 1 mm. Totodată, rezistorul de polarizare de 500 Ω trebuie dublat ca valoare, rezistorul de 20 kΩ, cu steluță trebuie potrivit la altă valoare, care să asigure repartizarea egală a tensiunii de alimentare pe cele două tranzistoare finale, astfel ca montajul să funcționeze simetric. În acest caz, puterea crește, de asemenea, la 1,5 W, cu distorsiuni sub 10%. În rest, nu trebuie făcute nici un fel de modificări.

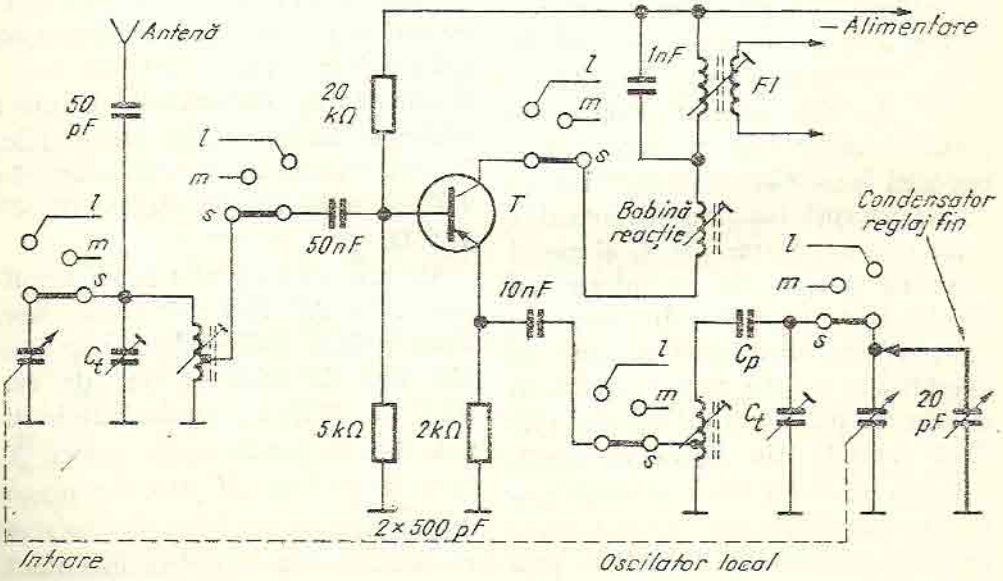
(George D. Oprescu)

XII.12. EXTENSIE DE BANDĂ PENTRU US

În orice receptor tip superheterodină, de construcție industrială sau de amator, care are gama de US, se poate introduce un capacitor variabil, cu dielectric aer sau dielectric solid, de capacitate maximă de 20 pF, în paralel cu capacitorul de acord al oscilatorului local, care va asigura un acord fin (fig. XII.13).

Capacitorul de reglaj fin are o importanță deosebită asupra acordului în gama de US, dar în gamele de UM și UL efectul lui este neglijabil. Astfel, el poate rămîne tot timpul conectat în paralel cu secțiunea capacitorului variabil din oscilatorul local.

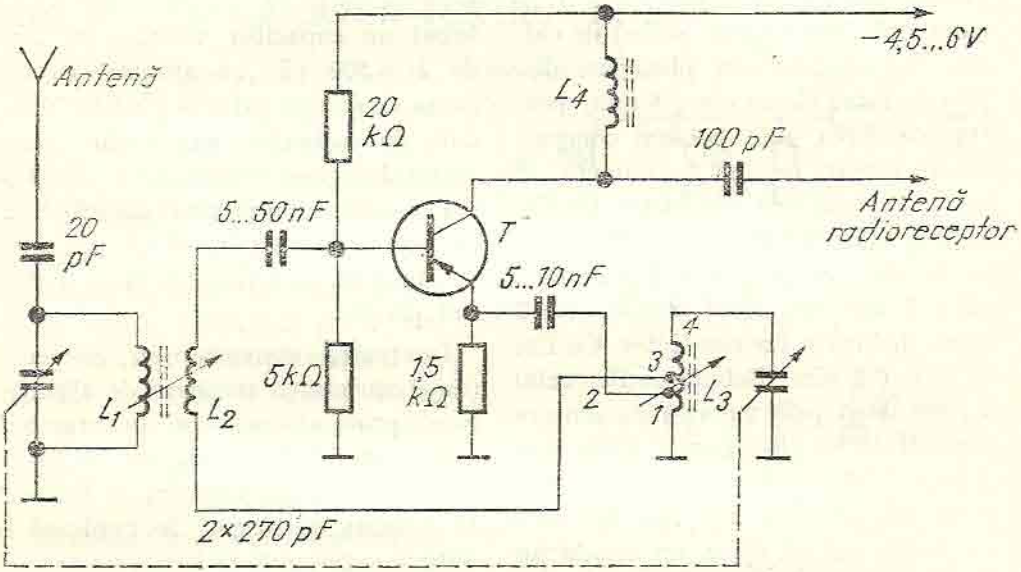
(George D. Oprescu)

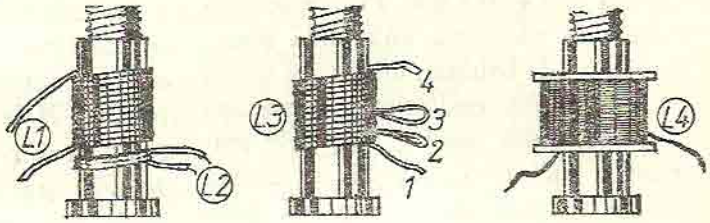


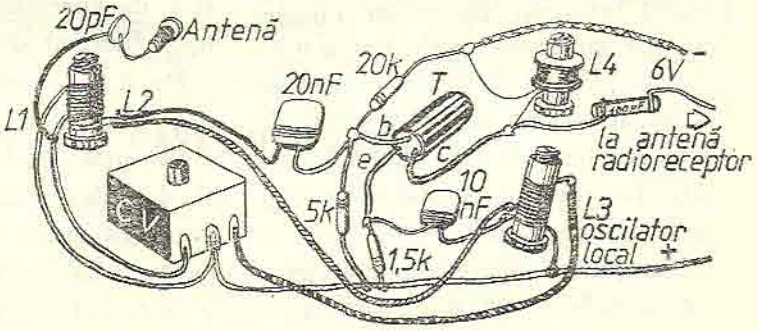
XII.13. Extensie de bandă pentru US.

XII.13. CONVERTOR PENTRU US

Schema aparatului este prezentată în fig. XII.14. Tranzistorul T poate fi de orice tip *pnp* cu germaniu, cu o frecvență limită mai mare de 30 MHz (de ex. EFT 317...319 sau echivalent). El funcționează ca un convertor autooscilator, după o schemă în care tensiunea oscilatorului este reinjectată pe baza tranzistorului împreună cu semnalul incident, selecționat de cir-







XII.14. Convertor pentru US.

cuitul oscilant de la intrare. Bobinele circuitului de la intrare și de la oscilator se realizează pe carcase din material izolant, de 8...10 mm diametru și 20...25 mm lungime, cu miez reglabil de ferocart sau ferită moale. Un același tip de carcasă se utilizează și pentru bobina de ieșire, dar i se montează două capace (șaibe) de carton electrotehnic sau plexiglas, distanțate între ele cu circa 8 mm, pentru realizarea unui bobinaj compact de tip mosor. Bobina L_1 numără 13 spire, bobinate cu conductor Cu Em ⌀ 0,4...0,5 mm. Bobina L_2, bobinată pe aceeași carcasă, la o distanță de circa 1 mm de prima bobină, are 2 spire, bobinate cu conductor Cu Em ⌀ 0,1...0,2 mm. Bobina oscilatorului L_3 are două prize: porțiunea dinspre capătul de jos (1—2) are 2 spire, porțiunea 2—3 are 4 spire, iar între 3 și 4 se adaugă încă 6 spire. În total se bobinează 12 spire, cu conductor Cu Em ⌀ 0,4...0,5 mm. Prizele se execută prin răsucirea unui ochi scurt, din sîrma de bobinaj, de care se fixează apoi, prin cositorire, conexiunea respectivă din montaj. Capetele spirelor la bobinele L_1, L_2 și L_3 se fixează cu ață de cusut sau cu soluție de polistiren dizolvat în tiner. Bobina L_4 se bobinează pe carcasa cu capace. Bobinajul înfășurat tip mosor numără 300 spire, cu conductor Cu Em ⌀ 0,1... 0,15 mm. Pentru asigurarea capetelor bobinei împotriva ruperii accidentale, sîrma se pliază în mai multe fire, ca o liță, care prezintă o mai mare siguranță în manipulare.

Montajul se poate executa pe o plăcuță izolatoare perforată sau pe o placă de montaj imprimat. Bobinele trebuie astfel plasate încît între axe să fie o distanță mai mare de 5 cm, iar conexiunile cît mai scurte. Se utilizează un capacitor variabil de 2 × 270 pF cu dielectric solid, de tip miniatură, cu care se acoperă gama de recepție de la 19 m...49 m. Se poate folosi un capacitor variabil cu aer, de 2 × 500 pF, cu ajutorul căruia gama de recepție ajunge pînă la 70 m, dar dimensiunile montajului convertorului cresc considerabil. Montarea convertorului poate fi făcută chiar în caseta aparatului (dacă are loc) — sau separat, într-o casetă de material plastic.

Încercarea convertorului se face (după conectarea tensiunii de alimentare) prin aducerea lui în preajma antenei cu ferită a radioreceptorului la care se adaptează (cuplajul se face de la distanța de 20 cm) Se cuplează o antenă exterioară la borna de antenă a convertorului, iar aparatul de radio se plasează în gama de unde medii, cam în centrul scalei, în jurul frecvenței de 1 MHz. Rotind capacitorul variabil al convertorului, se obține „defilarea" stațiilor de unde scurte, în gama de 1 MHz a radioreceptorului. Pentru un reglaj fin, se poate folosi și scala aparatului de radio, mișcînd ușor butonul de acord.

După ce se verifică starea de funcționare, se fixează din L_3 limitele gamei de recepție — comparîndu-se cu recepția dată de un alt aparat de radio, prevăzut cu gama de US. Din reglarea miezului bobinei de intrare L_1 se întărește recepția în domeniul spre banda

de 40 m. Dacă există trimeri montați în paralel cu secțiunile capacitorului, se reglează din poziția lor, limita inferioară de recepție și sensibilitatea spre banda de 25 m. Pentru o realizare mai puțin pretențioasă, trimerii nu sînt necesari. Alimentarea convertorului poate fi făcută chiar din radioreceptorul la care se adaptează, consumul fiind extrem de mic — în preajma unui miliamper.

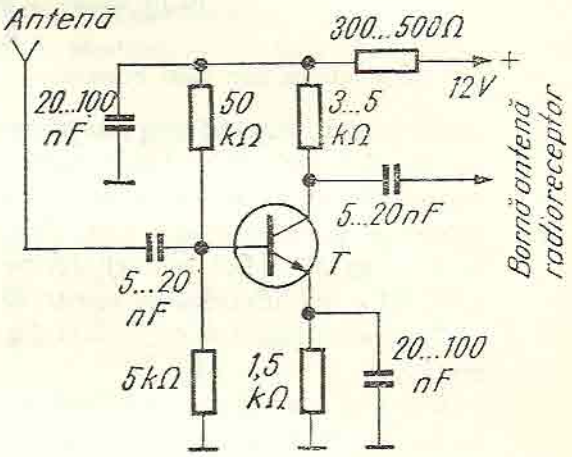
(George D. Oprescu)

XII.14. PREAMPLIFICATOR PENTRU ANTENĂ

Un etaj RF aperiodic, plasat între intrarea de antenă a unui radioreceptor, care are o antenă de dimensiune insuficientă, mărește sensibilitatea aparatului (fig. XII.15).

Tranzistorul *T*, de tip *npn* cu siliciu, trebuie să aibă frecvența limită cît mai mare, preferabil peste 100 MHz, pentru ca preamplificatorul să poată funcționa și în gama UUS. Pot fi utilizate tranzistoare din seria BC 107...109, sau BF 108...311.

În locul unui tranzistor *npn* cu siliciu, se poate folosi unul cu germaniu de tip *pnp*, cu limita de frecvență cît mai mare (de ex., AF 240 sau similar). În acest caz se inversează sensul sursei de alimentare, iar rezistența de polarizare a bazei tranzistorului se reduce ca valoare la 20 k Ω. În ambele variante de montaj se folosesc rezistoare miniatură de o zecime sau un sfert de watt, capacitoare tip plachetă ceramică sau stiroflex. Consumul montajului e foarte redus, sub



XII.15. Preamplificator pentru antenă.

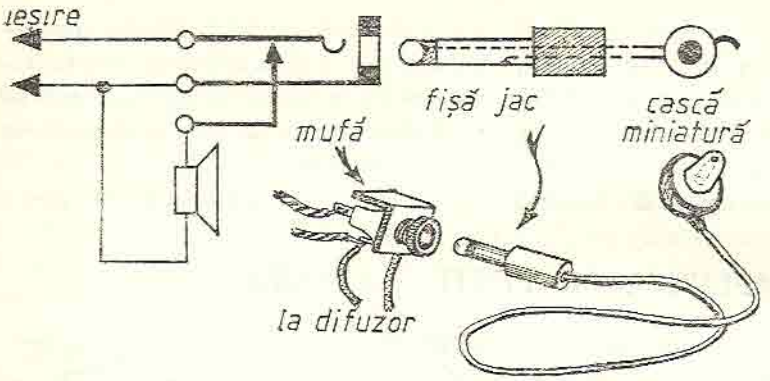
1 mA. Alimentarea se poate face și dintr-o sursă separată, de 6...13,5 V.

În cazul adaptării etajului de preamplificare la un receptor de automobil, se va acorda atenție felului de conectare al sursei de alimentare, cu plusul sau minusul la masă. Preamplificatorul poate fi plasat oriunde în interiorul casetei receptorului pe care îl servește. Montajul se face pe o plăcuță perforată.

(George D. Oprescu)

XII.15. MONTAREA UNEI CĂȘTI MINIATURĂ

O bornă pentru cască poate fi ușor instalată de orice amator, conform schiței din fig. XII.16. Este necesar să se procure din comerț o mufă de jac pe formatul fișei folosită de casca miniatură. În interiorul acestei mufe există trei contacte. Un contact face legătura cu inelul de fixare al



XII.16. Montarea unei căști miniatură.

mufei jacului, care atinge tubulatura exterioară a fișei. Un al doilea contact asigură legătura cu vîrful fișei, arcuindu-se la introducerea fișei. Prin arcuire, un al treilea contact devine liber. El se reconectează pe contactul vîrfului, atunci cînd se scoate fișa din mufă.

Astfel, prin acest sistem se pot conecta, pe rînd, difuzorul sau casca miniatură.

Înainte de montare se vor identifica punctele de fixare pentru conexiuni. Altfel nu se obține întreruperea difuzorului sau, prin conexiuni greșite, ieșirea aparatului ar putea fi scurt-circuitată, cu rezultate dezastruoase pentru etajul final.

Se va verifica integritatea mecanică a mufei și felul cum se fac contactele — la nevoie se vor regla din nou. Se verifică izolația dintre contacte. Nu se va monta mufa pe o piesă conectată la șasiul aparatului, pentru că se poate scurtcircuita ieșirea audio. Fixarea se poate face pe caseta din material plastic, pe lateral sau în spate, iar pentru conexiuni se va folosi liță izolată, flexibilă. O șaibă de carton va asigura presarea corectă a piuliței randalinate.

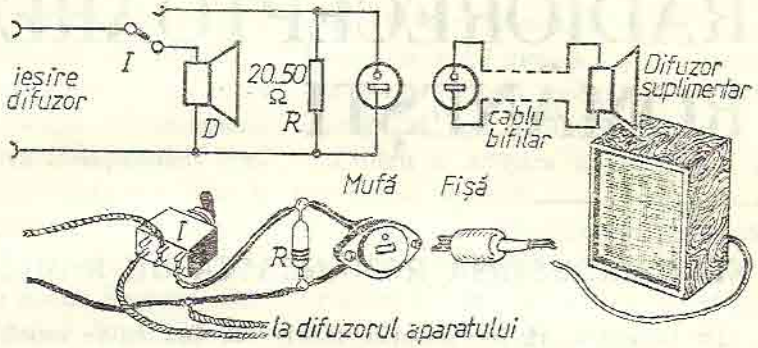
(George D. Oprescu)

XII.16. MONTAREA UNUI DIFUZOR SUPLIMENTAR

Se folosește o mufă standardizată tip DIN, pentru difuzoare (fig. XII. 17). În aceasta se introduce o fișă, de asemenea, standardizată. Se va evita folosirea unor alte tipuri de conectoare sau prize, deoarece există riscul unor conectări greșite. Pentru legătura cu difuzorul se folosește un cablu bifilar lițat, izolat cu polivinil, de 2 × 0,75 mm, cu o lungime care să nu depășească 50 metri.

Pentru a evita rămînerea etajului final fără sarcină (în cazul scoaterii accidentale a fișei de cablu din mufa de conectare a difuzorului), între cele două contacte este conectat, în paralel, un rezistor de 20...50 Ω/0,5 W. Rezistența difuzorului suplimentar trebuie să fie aceeași cu a difuzorului folosit în aparat.

(George D. Oprescu)

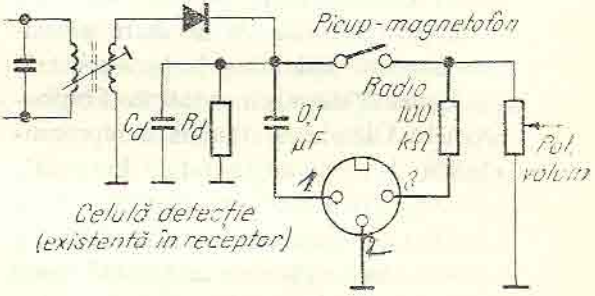


XII.17. Montarea unui difuzor suplimentar.

XII.17. MONTAREA UNEI BORNE PENTRU PICUP ȘI MAGNETOFON

Semnalul dat de celula de detecție a unui radioreceptor se preia printr-un capacitor de 0,1 μF și se introduce la contactul 1 al unei mufe de tip standardizat DIN (fig. XII.18). În această situație, semnalul AF, rezultat din detecție, poate fi imprimat, pe o bandă de magnetofon, printr-un cablu ecranat, prevăzut tot cu borne DIN. Separat, la borna 3, se poate culege semnalul de la ieșirea magnetofonului, pentru a fi redat prin amplificatorul de audiofrecvență al aparatului de radio. Pentru ca la redare să nu se amestece semnalul audio, dat de magnetofon, cu cel dat de celula de detecție, se montează un întrerupător, care izolează celula de detecție de intrarea amplificatorului radio din radioreceptor.

Tot la aceeași bornă se poate cupla și un picup. În unele cazuri, trebuie efectuate și cîteva mici reglaje înainte de a considera montarea definitiv terminată. Astfel, în caz că semnalul obținut la detecție este prea mare și supramodulează nivelul de intrare al magnetofonului, pentru reducerea nivelului semnalului se poate lega un rezistor de cîteva zeci sau sute de kiloohmi în serie cu capacitorul de 0,1 μF. Valoarea se determină prin încercări. Pentru redarea cu doză piezoelectrică a discurilor, valoarea rezistorului notat cu steluță poate atinge chiar 1...2 MΩ.



XII.18. Montarea unei borne pentru picup și magnetofon.

(George D. Opresou)

Capitolul XIII

RADIORECEPTOARELE ROMÂNEȘTI

XIII.1. INDUSTRIA ROMÂNEASCĂ DE RADIORECEPTOARE

În țara noastră începuturile fabricației de radioreceptoare își are vechi rădăcini. Nu ne putem mîndri de la început cu o producție românească de radioreceptoare, dar contactul pe care l-am avut cu firma Philips, încă din anul 1927, a făcut posibilă însușirea cunoștințelor tehnice necesare producerii acestor aparate și în țara noastră.

Firma Philips, cu sediul la Eindhoven în Olanda, a deschis o reprezentanță la București (str. Luterană, nr. 6), care s-a ocupat în anii 1927—1928, cu desfacerea becurilor de iluminat electric, marca „Argenta". Spre sfîrșitul anului 1928, reprezentanța Philips s-a transformat în „Societatea anonimă Philips" și a început să se ocupe și cu desfacerea aparatelor de radio, difuzoarelor, tuburilor electronice pentru radio și alte cîteva accesorii, fabricate în Olanda.

Datorită faptului că volumul desfacerilor creștea din ce în ce mai mult, societatea Philips s-a hotărît să construiască o fabrică în România. Astfel, în 1933 ia ființă la Oradea o fabrică de aparate de radio cu un personal total de cca 70 oameni. De fapt, această fabrică, de mărimea unui atelier, se ocupa cu asamblarea unor tipuri de aparate de radio cu piesele aduse din Olanda. În 1934, fabrica de la Oradea se mută în București (str. Luther), în localul unei foste fabrici de tricotaje, unde continuă să asambleze aparate cu piese aduse din Olanda.

Cererea crescîndă de aparate de radio în România, în țările balcanice și în cele din centrul Europei determină concernul Philips să crească capacitatea de producție. Între anii 1934 și 1936 se construiesc în acest scop primele ateliere de producție (str. Baicului, nr. 82), pe locul actualei întreprinderi Electronica Industrială București. Anul 1939 se caracterizează prin intrarea în funcțiune a atelierelor la capacitatea maximă, totalizînd o producție de 10 000 radio-receptoare. Personalul, de 180...200 oameni, existent în acea perioadă, se ocupa numai de execuție, deoarece documentația de fabricație și piesele necesare veneau din Olanda. Conducătorii atelierelor Philips erau, de asemenea, olandezi.

În perioada războiului 1939—1945, în activitatea atelierelor se resimte un fenomen de criză, astfel că primii montatori români de aparate de radio vor ajunge, ca urmare a lipsei de lucru, să fabrice în aceleași ateliere jucării de lemn sau tablă, cutii de cremă de ghete, placheuri etc. Situația se menține, oarecum similară, pînă în anul 1948, cu deosebirea că într-o

mică măsură se realiza și asamblarea unor tipuri de aparate de radio.

Prin actul naționalizării, din iunie 1948, atelierele Philips din România împreună cu cîteva întreprinderi mici particulare, precum: Radiomet, Starck și Tehnica Medicală au trecut în proprietatea statului, formînd o singură fabrică, denumită Radio Popular. Primul produs al fabricii după naționalizare a fost radioreceptorul *Record* (S-49 — „U"), realizat în anul 1949, cu seturi importate din U.R.S.S.

Timp de 10 ani întreprinderea Radio Popular asamblează aparate de radio cu seturi sau piese importate din U.R.S.S., R.S. Cehoslovacă, R.P. Ungară, R.D. Germană. În această perioadă se asimilează în cadrul întreprinderii o serie de componente electronice și mecanice, reducîndu-se în mod treptat importul.

Fabricația de serie a difuzoarelor de 2,5 VA cu magnet metalic (ALNI), după concepție proprie, în anul 1954, reprezintă unul dintre cei mai importanți pași spre independență față de importuri. Industria românească de radioreceptoare începe să-și manifeste din ce în ce mai pregnant personalitatea, folosind într-un număr cît mai mare componente concepute și fabricate în țară.

În numai cîțiva ani (1954—1958) s-au conceput și fabricat la Radio Popular: transformatoarele de rețea și ieșire audio, potențiometrele chimice, bobinele pentru circuitele de radiofrecvență și frecvență intermediară, capacitoarele variabile și cu hîrtie, comutatoarele tip claviatură, soclurile pentru tuburile electronice, magneții metalo-ceramici care au înlocuit magneții metalici, șasiuri metalice și alte piese mecanice, necesare asamblării aparatelor de radio.

Pentru a asigura o capacitate de producție sporită, s-a construit în anul 1957 o nouă hală de montaj, echipată cu 2 benzi rulante, de cîte 70 m lungime fiecare, pe care procesul tehnologic se desfășura în flux continuu.

Apariția, în 1958, a primului radioreceptor cu tuburi electronice — *Opereta* S 572 A2 — proiectat de inginerii și tehnicienii întreprinderii Radio Popular, marchează o cotitură importantă în concepția industriei românești de RR (radioreceptoare).

După producerea RR *Opereta*, concepția românească devine productivă și apar în serie noi aparate în fabricație: *Concert, Victoria, Romanța* și *Balada*, toate echipate cu tuburi electronice.

Industria românească de RR din anul 1948 pînă în 1960 se poate caracteriza prin cîteva date, sintetizate în tabelul XIII.1.

Tabelul XIII.1

DINAMICA FABRICAȚIEI DE RR ÎN ROMÂNIA

Nr. crt.	*Anul*	*Nr. aparate*
1	1948	1 706
2	1949	18 397
3	1950	39 704
4	1951	40 852
5	1952	26 180
6	1953	23 397
7	1954	38 860
8	1955	51 769
9	1956	64 988
10	1957	111 959
11	1958	138 642
12	1959	166 874
13	1960	166 872
	Total	890 200

În perioada amintită s-au fabricat cca 900 000 de RR într-o gamă, cuprinzînd 50 de tipuri.

În paralel cu fabricația de RR, în cadrul întreprinderii Radio Popular, s-au produs o serie de tipuri și la Întreprinderea „Grigore Preoteasa" (Electromagnetica). Dintre tipurile de RR mai reprezentative, fabricate de această întreprindere, pot fi nominalizate următoarele: *Pioner* 52S-521 A2; *Pioner* 53S-521 A3; *Festival* S-521 A4; *Electromagnetica* EM-552 și *Armonia* S-561A.

Anul 1960 reprezintă pentru industria de RR un an de schimbări calitative, un an care prefigurează o creștere rapidă a maturității tehnice a specialiștilor români. În acest an s-au fabricat pentru prima oară RR portabile, complet tranzistorizate. După aparatele *Solistor* și *Sport*, fabricate după licență, s-au realizat, după concepție proprie, RR *Litoral* și *Turist*, în care procesul de integrare cu piese românești a ajuns la 96%.

Primul receptor românesc de clasă superioară, cu recepția UUS în MF și echipat cu tuburi electronice, *Enescu*, a început să fie fabricat, de asemenea, în 1960.

Schimbarea denumirii întreprinderii Radio Popular în Uzinele Electronica în anul 1960 are o adîncă semnificație, strîns legată de noua bază materială pe care uzina și-a dobîndit-o, făcînd posibil ca acest obiectiv al economiei naționale să dispună de capacități moderne de producție, capabile să producă moderna tehnică a RR și, ulterior, a televizoarelor.

Creșterea rapidă a gradului de integrare a fabricației de RR a avut loc prin înființarea, în cadrul uzinelor Electronica, a numeroase secții noi, producătoare de: tranzistoare, diode semiconductoare, capacitoare electrolitice, capacitoare styroflex.

Înființarea secției de tranzistoare dă un avînt deosebit fabricării RR cu tranzistoare. Astfel, în 1961 apare primul receptor staționar, echipat cu tranzistoare, cu denumirea de *Mioriția*, care s-a continuat ulterior cu o serie de variante îmbunătățite.

Perioada 1960—1970 se caracterizează prin apariția multor noutăți din punct de vedere tehnic și calitativ, precum și prin creșterea continuă a seriilor de fabricație, scopul final fiind acela de a dota întreaga populație cu aparate de radio de bună calitate și cu o prezentare exterioară plăcută.

Astfel, în anul 1963 apare în fabricație RR staționar tranzistorizat *Delta*, cu trei lungimi de undă (UL, UM, US) și cu caseta realizată din masă plastică. Primele RR tranzistorizate de buzunar se produc în 1963, cap de serie fiind aparatul „S 632 T" cu posibilitatea recepționării emisiunilor pe unde medii. Aparatul portabil tranzistorizat cu 4 lungimi de undă (UL, UM, US, UUS), apreciat foarte mult de public a fost RR *Mamaia*, pus în fabricație în anul 1965. Aparatul *Mamaia*, care a avut inițial o serie de componente de proveniență japoneză, a stat la baza realizării ulterioare a unei familii de RR cu grad de integrare mărit, multe dintre acestea fiind destinate exportului, ca de exemplu:

Perla (1968); *Simonetta* (1969); *Oscar Major* (1969); *Universul* (1969).

Dotarea autovehicolelor cu aparate de radio auto a început din 1969, cînd uzinele Electronica au pus în fabricație primul receptor auto, *Sinaia*, după o schemă complet originală, cu două lungimi de undă (UL și UM) și avînd performanțele electrice la nivelul aparatelor similare produse de firme internaționale cu renume.

Simultan cu fabricarea RR tranzistorizate, s-a continuat și fabricarea RR staționare cu tuburi electronice. După RR *Enescu* au urmat: *Opera* (1961); *Rapsodia* (1961); *Tomis* (1962); *Nord* (1962); familia aparatelor *Carmen* (începută în 1961); familia aparatelor *Darclée* (începută în 1962); *Eforie* (1969); *Traviata* și *Traviata Combină* (1969) și altele.

Un salt calitativ important a fost realizat de uzinele Electronica în 1972, cînd s-a produs RR tranzistorizat staționar stereofonic *Maestro*, echipat cu 2 incinte acustice cu difuzoare de 6 W. Receptorul este prevăzut cu un decodor stereo, capabil să decodeze emisiunile stereo recepționate în gama de UUS. Aparatul recepționează emisiuni monofonice în gamele de UL, UM și US.

Alinierea la nivelul tehnic mondial i-a obligat pe inginerii și tehnicienii de la Electronica să creeze noi tipuri de aparate cu performanțe ridicate, și să îmbunătățească performanțele aparatelor existente în fabricație. Radioreceptoarele stereofonice s-au îmbogățit, începînd cu anul 1976, cu familia *Bucur*, care a ajuns pînă în prezent la varianta cu nr. 7. La toate aceste variante diferă prezentarea exterioară și puterea de ieșire, care variază între 2 × 6 W și 2 × 25 W. Varianta pentru export a RR *Bucur* este RR *Eurocord*.

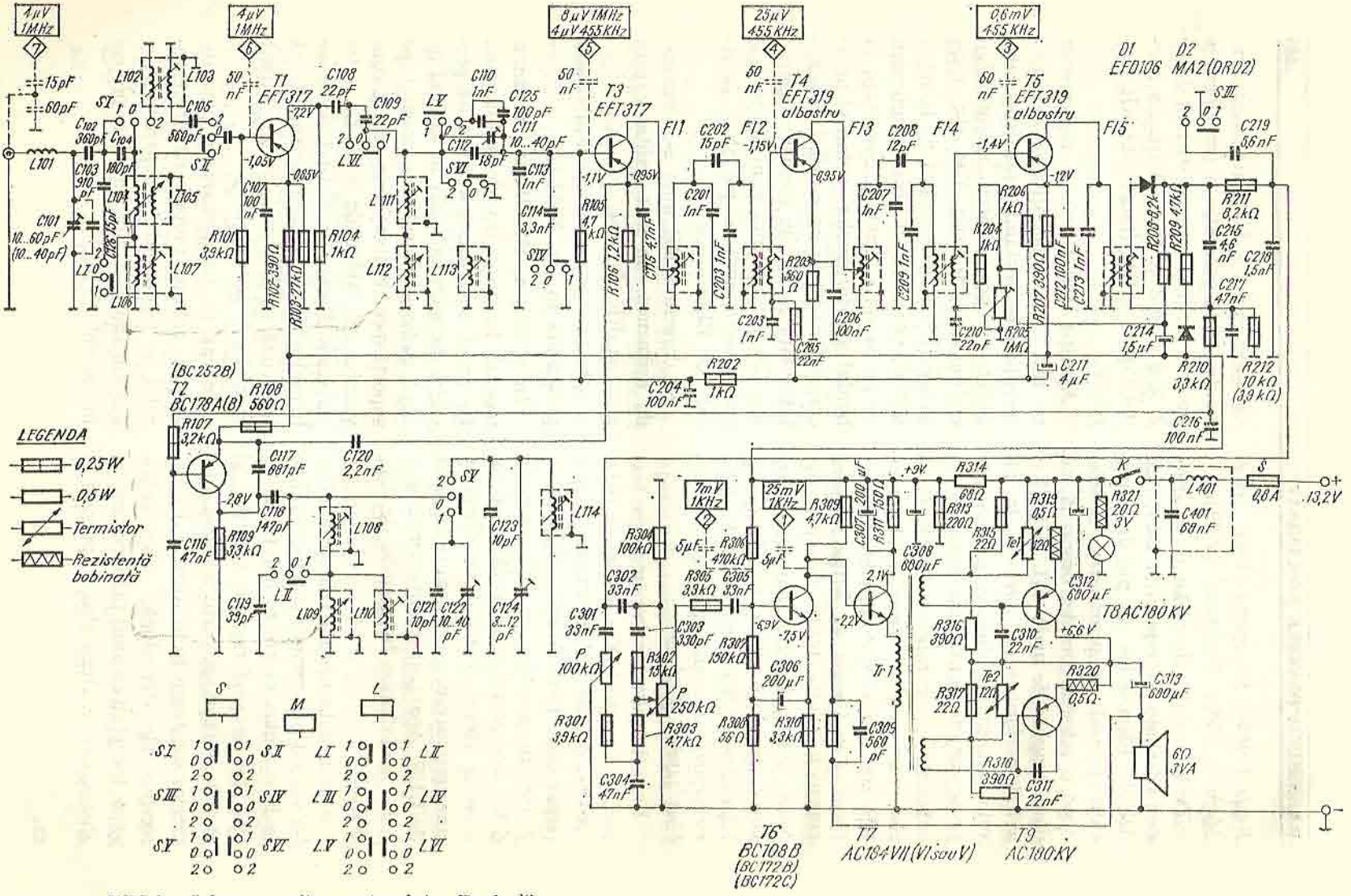
Apariția RR *Gloria* a reprezentat un salt în ceea ce privește calitatea receptoarelor portabile tranzistorizate. Dotat cu posibilitatea recepționării emisiunilor în MA (UL, UM, US_1, US_2) și MF (UUS), alimentării de la rețea (220 V) și baterii (9 Vcc), înregistrării de pe banda magnetică, conectării la bordul autoturismelor, avînd și unele caracteristici tehnice, sensibil îmbunătățite față de RR din aceeași categorie, RR *Gloria* reprezintă unul dintre cele mai reușite aparate portabile fabricate de Electronica.

În domeniul RR auto s-a produs, de asemenea, un salt calitativ prin apariția RR *Predeal*.

Schema electrică a aparatului este prezentată în fig. XIII.1.

În principiu, RR *Predeal* poate fi montat în orice tip de autoturism. În cazul autoturismelor care nu prevăd o decupare specială în tabloul de bord, radioreceptorul este montat pe suporți speciali, fixați într-un loc convenabil, sub tabloul de bord. La autoturismele *Dacia*, neexistînd decupare în tabloul de bord, aparatul se montează împreună cu difuzorul, pe un suport special sub acest tablou.

În caz de funcționare cu paraziți, aceștia nefiind proprii radioreceptorului, se recomandă o deparazitare a autoturismului după modul propus în tabelul XIII.2.



XIII.1. Schema radioreceptorului „Predeal".

Tabelul XIII.2

DEPARAZITAREA AUTOTURISMULUI

Nr. crt.	*Sursa producătoare de paraziți*	*Piesa utilizată ptr. deparazitare și caracteristicile ei*	*Punctele de conectare ale piesei de deparazitare*	*Observații*
0	*1*	*2*	*3*	*4*
1	Alternatorul	Capacitor 2,2μF/ 500V cc tip PMZ 5418	Între borna principală (conectată la peria colectorului) nepusă la masă și șurubul de masă cel mai apropiat. La majoritatea autoturismelor această bornă este marcată cu (+)	Se va evita conectarea capacitorului la borna de cimp a generatorului, fiind pericol de avarie a releului conjunctor-disjunctor
2	Bobina de inducție	Capacitor 2,2μF/500 Vcc tip PMZ 5418	Între borna de joasă tensiune a bobinei de inducție, conectată la acumulator prin comutatorul acționat de cheia de contact și punctul de masă cel mai apropiat (se recomandă șurubul de strîngere al colierului de prindere al bobinei la blocul motor)	
3	Releul conjunctor-disjunctor	Capacitor 2,2 μF/ 500 Vcc tip PMZ 5418	Între borna izolată a releului conjunctor-disjunctor (borna conectată la bateria de acumulatori) și punctul de masă cel mai apropiat (se recomandă șurubul de fixare al releului la blocul motor)	
4	Distribuitorul	Rezistor de volum 2...10 kΩ	Pe conductorul de legătură dintre bobina de inducție și distribuitor	Se taie conductorul în porțiunea cea mai apropiată de bobina de inducție și se intercalează o piesă care conține rezistorul de volum. Această piesă permite conectarea capetelor capacitorului, formate prin secționare
5	Bujiile	Pipe antiparazitare cu rezistoare de volum (2...10 kΩ)	Între bujii și conductorii de aducerea înaltei tensiuni la bujii	

Continuare tabelul XIII.2.

0	1	2	3	4
6	Electromotorul ștergătorului de parbriz	Capacitor de hîrtie antiparazitar de cca. 0,5 μF/250V și rezistent la 100°C	Între borna conectată la peria colectorului electromotorului și masă	
7	Electromotorul aerotermei	Capacitor de hîrtie antiparazitar de cca. 0,5 μF/250 V și rezistent la 100°C	Între borna conectată la partea colectorului electromotorului și masă	
8		Tresă metalică	Între blocul motor și capota motorului	

Necesitățile de export au impus proiectarea și fabricarea unor aparate care să respecte cerințele diferiților beneficiari, precum și normele existente în țările în care acestea se exportau.

Exportul RR a început din anul 1967, cu o cantitate de 6 100 bucăți, și a continuat an de an cu cantități din ce în ce mai mari, ajungînd la ordinul a sutelor de mii.

În perioada 1967—1980 s-au exportat cca 50 tipuri de RR în mai mult de 30 de țări ale lumii. Printre cele mai solicitate RR la export au fost: *Mamaia, Carmen, Goldstar, Cora, Overseas, Neptun, Milcov, Alfa, Select, Gloria, Royal, Junior* și modelele cu ceas electronic sau mecanic, solicitate de piața S.U.A.: 3453B, 3480, 3524, 3545, 3566, precum și șasiul stereo 63 N. Țările în care s-au exportat cantitățile cele mai mari sînt următoarele: R. P. Albania, Anglia, Chile, Egipt, Franța, R.D.G., R.P.U., R.S.C., R.S.F.I., S.U.A., Sudan etc.

Printre ultimele realizări ale întreprinderii Electronica destinate pieții interne pot fi menționate: RR *Cronos*, un aparat modern, cu UM și UUS, prevăzut cu ceas electric, afișarea timpului făcîndu-se electromecanic; RR *Interson*, și *Expres*, cu UL + UUS și respectiv UM + UUS; RR *Superson*, cu orgă electronică; RR *Ultrason*, prevăzut cu UM, US_1, US_2, US_3 și UUS.

De-a lungul a 20 ani de producție (1960—1980), industria românească a realizat prin Electronica o cantitate mai mare de 6,7 mil.buc. într-o gamă largă de tipuri (cca 75) și într-o varietate de variante care depășește numărul de 200.

Dinamica fabricației din această perioadă este prezentată în tabelul XIII.3.

Industria românească de RR și-a mărit capacitatea de fabricație prin crearea unei noi întreprinderi, Tehnoton, cu sediul la Iași.

Documentația de fabricație a RR proiectate și realizate de Electronica, precum și sculele, dispozitivele, verificatoarele și echipamentele tehnologice de reglare, verificare și control, aferente fabricației acestora, au fost transferate în mod eșalonat la Tehno-

Tabelul XIII.3

DINAMICA FABRICAȚIEI DE RR LA „ELECTRONICA" ÎN PERIOADA 1960—1980

Nr. crt.	Anul	Nr. total aparate	Nr. aparate cu tuburi electronice	Nr. aparate cu tranzistoare	Nr. aparate exportate
0	1	2	3	4	5
1	1960	166 872	164 880	1 992	—
2	1961	222 319	172 584	49 835	—
3	1962	251 338	147 899	103 439	—
4	1963	239 672	133 868	105 804	—
5	1964	271 248	99 342	171 906	—
6	1965	323 099	146 344	176 755	—
7	1966	325 087	154 338	170 749	—
8	1967	367 300	196 852	170 448	6 100
9	1968	388 180	215 145	173 035	76 333
10	1969	460 700	188 962	271 738	64 097
11	1970	438 552	136 457	302 095	106 290
12	1971	467 491	123 813	343 678	126 136
13	1972	526 529	108 726	417 803	127 364
14	1973	622 608	33 475	589 133	225 753
15	1974	544 514	509	544 005	175 799
16	1975	236 946	1 729	235 217	70 040
17	1976	163 020	13 927	149 093	127 324
18	1977	223 924	—	223 924	215 210
19	1978	232 522	—	232 522	219 463
20	1979	193 764	—	193 764	166 825
21	1980 (sem. I)	81 742	—	81 742	72 435
TOTAL:		6 747 427	2 038 750	4 708 677	1 779 269

ton, începînd cu anul 1972 și sfîrșind cu anul 1979.

Întreprinderea Tehnoton a început să producă RR din anul 1974 după proiectele puse la dispoziție de Electronica, continuînd fie după aceste proiecte, fie după adaptarea acestora sau după proiecte proprii.

Dinamica fabricației de RR de la Tehnoton în perioada 1974—1980 este prezentată în tabelul XIII.4. Întreaga fabricație de RR este realizată cu tranzistoare.

Tabelul XIII. 4.

DINAMICA FABRICAȚIEI DE RP LA TEHNOTON-IAȘI ÎN PERIOADA 1974—1980

Nr. crt.	Anul	Nr. total aparate	Nr. aparate exportate
1	1974	57 799	3 555
2	1975	475 278	167 863
3	1976	728 013	158 054
4	1977	506 451	60 081
5	1978	431 326	46 614
6	1979	563 398	178 843
7	1980 (sem. I)	355 197	101 815
Total:		3 117 462	716 825

Tabelul XIII.5 PARAMETRI PRINCIPALI

Nr. crt.	Parametrul	Gama de unde	U/M	Valoarea pentru clasa de calitate															
				RR staționare cu tuburi electronice				RR staționare cu tranzistoare				RR portabile			RR de buzunar		RR auto		
				I	II	III	IV	I	II	III	IV	I	II	III	I	II	I	II	III
0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19
1	Sensibilitatea limitată de zgomot pentru o putere de ieșire standard de 50 mW (respectiv 500 mV) și un raport semnal/zgomot de 20 dB în gamele de UL, UM, US și 25 dB în gama de UUS																		
	— la borna de antenă exterioară	UL	μV	50	150	200	300	100	150	200	300	—	—	—	—	—	150	150	250
		UM	„	50	100	150	250	50	100	150	250	—	—	—	—	—	50	50	120
		US	„	50	100	200	300	50	100	200	300	100	150	250	—	—	50	50	100
		UUS	„	5	10	30	—	5	10	30	—	8	15	30	40	—	5	5	10
	— cu antenă interioară de ferită	UL	mV/m	0,7	1	2,5	3	1	1,5	3	3,5	1	2	3	5	7	—	—	—
		UM	„	0,5	0,7	1,5	2	0,5	1	2	2,5	0,5	1	2	3	5	—	—	—
2	Atenuarea semnalului util la un dezacord de ±9 kHz pe MA și ±300 kHz pe MF	UL																	
		UM																	
		US	dB	50	35	30	26	36	30	22	16	36	30	22	16	—	32	32	26
		UUS		40	30	26	—	36	26	18	—	32	26	18	18	—	32	32	26
3	Atenuarea semnalului de frecvență egală cu frecvența imagine	UL		60	40	34	34	40	34	26	20	40	30	26	20	14	36	40	30
		UM	dB	50	34	34	30	36	30	24	18	36	26	20	20	—	40	36	28
		US		20	10	10	6	12	10	—	—	10	—	—	—	—	—	—	—
		UUS		35	30	30	—	35	30	26	—	35	30	26	—	—	26	26	22

Urmare Tabelul XIII.5

0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19
4	Atenuarea semnalului de frecvență egală cu frecvența intermediară	UL	dB	45	35	35	30	35	30	26	20	30	20	15	15	—	34	34	30
		UM		40	34	30	26	30	26	20	15	30	20	15	15	—	30	30	26
		UUS		50	40	40	—	50	40	40	—	40	35	25	26	—	40	40	30
5	Eficacitatea reglajului automat al amplificării pentru o variație de 10 dB a semnalului de ieșire	UL UM US	dB	50	40	36	30	50	40	36	26	50	40	30	24	—	60	50	36
6	Puterea de ieșire maximă utilizabilă ptr. 10% distorsiuni ($f_m = 1\,000$ Hz)		W	4	2,5	2,5	1,5	0,5	4	2	1	0,3	1	0,5	0,25	—	4	3	2
7	Caracteristica de frecvență a întregului lanț de amplificare la redarea acustică, în limitele	UL UM US	Hz	63— 5600	80— 4500	125— 3550	—	80— 4000	160— 3150	200— 2500	—	160— 4000	200— 3150	315— 2500	—	—	—	—	—
		UUS		63— 14000	80— 12000	125— 7100	—	80— 10000	160— 8000	200— 5000	—	160— 7100	200— 6300	315— 5000	—	—	—	—	—
8	Abaterea de la tensiunea nominală de alimentare a RR ptr. care se asigură funcționarea		%	+5		—10	—	+5			—10	+10		—33	+10	—33	—17		+25
9	Aluncearea de frecvență a oscilatorului local datorită autoîncălzirii	US	kHz	6	8	14	—	6	8	14		—	—	—	—	—	—	—	—
		UUS		50	75	90	—	50	75	90		—	—	—	—	—	—	—	—

TĂNĂSESCU, Tudor (n. 2 mart. 1901, București — m. 6 aug. 1961, București), inginer radiotehnician român. După studiile universitare încheiate în 1923 la Școala Politehnică din București (în același an, își ia și licența în matematică), se specializează în domeniul radiocomunicațiilor în Anglia (1927). Ca profesor universitar (din 1942) la Politehnica din București a introdus în învățămîntul tehnic superior disciplina radiocomunicații. A studiat circuitele electronice cu tuburi și cu tranzistoare. Obține realizări deosebite în domeniul amplificatoarelor de putere, al circuitelor oscilante armonice și de relaxare. A elaborat o serie de teoreme generale privind stabilitatea electrică, circuitele oscilante, condițiile de amorsare a oscilațiilor în circuitele electronice. Membru corespondent al Academiei R. S. România (1952).

(Vasile Văcaru)

XIII.2. CARACTERISTICI ȘI PARTICULARITĂȚI TEHNICE ALE RR PRODUSE DE INDUSTRIA ROMÂNEASCĂ

Primele RR cu tuburi electronice sau cu tranzistoare fabricate în țara noastră, au fost realizate după documentație străină și cu seturi de piese din import. Nivelul tehnic al acestor aparate era determinat de documentația tehnică pusă la dispoziție de firma licențiatoare.

Procesul de asimilare, prin integrarea cît mai multor componente în țară, a fost influențat pozitiv pe de o parte de progresul tehnic mereu crescînd pe plan mondial, și, pe de altă parte, de cerințele tot mai pretențioase ale pieței interne și externe. S-a ajuns astfel la realizarea unor aparate din ce în ce mai perfecționate și cu prezentări exterioare tot mai atrăgătoare.

Pînă în anul 1972 nivelul tehnic al aparatelor era asigurat prin caracteristicile tehnice minime, prevăzute în normele de fabrică, sau normele interne departamentale. Simțindu-se necesitatea unei tipizări a parametrilor principali și a unei clasificări pe categorii de calitate, în anul 1972 a apărut primul standard român (STAS 7711-72) de radioreceptoare pentru unde modulate în amplitudine sau frecvență.

Clasificare și parametri principali.

Clasificarea se face pentru următoarele categorii de aparate:

— RR staționare cu tuburi electronice (4 clase);

— RR staționare cu tranzistoare (4 clase);

— RR portabile cu tranzistoare (3 clase);

— RR de buzunar (2 clase);

— RR auto cu tranzistoare (3 clase).

Valorile unora dintre parametrii principali ai RR menționate mai înainte sînt prezentate în tabelul XIII.5

Datele tehnice din tabelul XIII.5 reprezintă valori minime, care, de obicei, sînt depășite cu mult în practică,

În tabelul XIII.6 sînt prezentate caracteristicile generale ale unor RR cu tranzistoare fabricate de Electronica din București și Tehnoton din Iași.

Tabelul XIII.6. CARACTERISTICI GENERALE ALE UNOR RADIORECEPTOARE CU TRANZISTOARE FABRICATE DE „ELECTRONICA" ȘI „TEHNOTON"

Nr. crt.	Denumirea aparatului	Codul de fabricație	Intreprinderea producătoare	Caracteristici generale								
				Game de undă	Tensiuni de alimentare	Consum	Difuzor	Putere de ieșire la $\delta = 10\%$ [W]	Tranzistoare	Diode	Punte redresoare	Greutatea kg
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13
1	Albatros	S 681 T	Electronica	UL, UM, US_1, US_2	6 V_{cc}	50...175 mA	3 Ω 3 VA	0,5	8	2	–	2
2	Alfa		Tehnoton	UM, US	4,5 V_{cc}	18...80 mA	7 Ω 0,5 VA	0,15	8	2	–	0,5
3	Apollo	S 742 T	»	UM	3 V_{cc}	70 mA	5 Ω 0,5 VA	0,075	6	1	–	–
4	Atlantic	S 732 T	Electronica	UL, UM, US_1, US_2 UUS	110/220 V_{ca}	20 VA	4 Ω 3 VA	2,5	12	6	1	6,4
5	Brahms		Tehnoton	UL, UM, US_1, US_2, UUS	220 V_{ca}		4 Ω 3 VA		21	15	1	6
6	Bucium 1		Electronica	»	110/220 V_{ca}	20 VA	4 Ω 3 VA	2,5	12	6	1	5,5
7	Bucium 2		»	UL, UM, US_1, US_2, US_3, UUS	110/220 V_{ca}	20 VA	4 Ω 3 VA	2,5	12	6	1	8
8	Bucium 3		Tehnoton	UL, UM, US_1, US_2, UUS	220 V_{ca}	32 VA	4 Ω 3 VA	2,5	12	6	1	10,5
9	Bucur 1	S 749 TS	Electronica	UL, UM, US_1, US_2, US_3, UUS	220 V_{cc}	55 VA	4 Ω 8 VA	2 × 6	34	19	1	
10	Cora		»	UM	3 V_{cc}	20...80 mA	5 Ω 0,5 VA	0,075	6	1	–	0,25
11	Cosmos 3		Tehnoton	UL, UM, US	6 V_{cc}	30 mA	7 Ω 0,5 VA	0,25	8	2	–	0,76
12	Eurocord		Electronica	UL, UM, US_1, US_2, US_3, UUS	220 V_{ca}	85 VA	–	2 × 15	37	21	1	10
13	Gamma	RBT1-77	Tehnoton	UM	3 V_{cc}	70 mA	5 Ω 0,5 VA					
14	Gloria (CCIR)		Electronica	UL, UM, US_1, US_2, UUS	120/220 V_{ca} 9 V_{cc}, 12 V_{auto}	–	4 Ω 3 VA	1,5...2	14	8	1	2,75
15	Gloria	S 720 T	Electronica	»	220 V_{ca} 9 V_{cc}	–	4 Ω 3 VA	»	»	»	»	–
16	Gloria 3	RPT1-77	Tehnoton	»	»	–	»	»	»	»	»	
17	Inter	RST4-78	Tehnoton	UL, UM, US_1, US_2, US	220 V_{ca}	30 VA	4 Ω 8 VA	4	12	6	1	

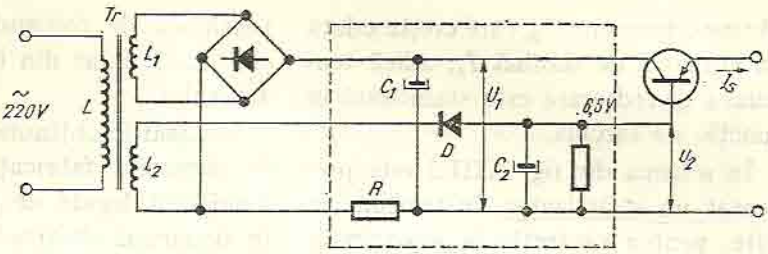
Urmare Tabelul XIII.6

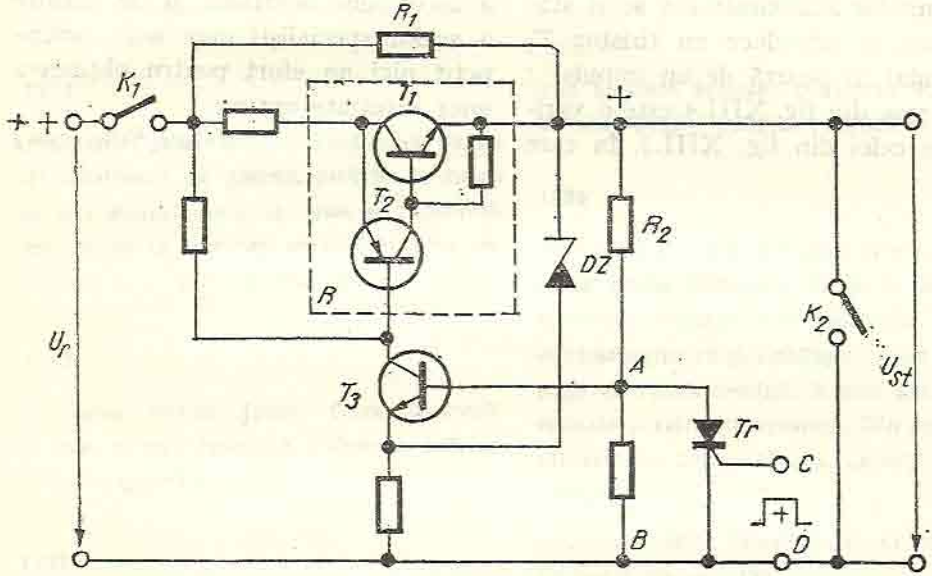
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13
18	Junior		Electronica	UM, UUS	220 V_{ca}	5 VA		1	10	7	1	2
19	Jupiter	S 743 T	„	UL, UM, US	7,5 V_{cc}	5 VA 0,64	5Ω 2,5 VA	0,8	19	3	—	2,1
20	Madrigal	RPT1-78	Tehnoton	UL, UM, US, UUS	220 V_{ca}, 9 V_{cc}		5Ω 2,5 VA	1	7	6	1	2,4
21	Maestro	S 702 TS	Electronica	UL, UM, US_1, US_2, US_3, UUS	220 V_{ca}	55 VA	5Ω 6 VA	2×5	24	12	2	—
22	Mamaia	S 651 T	Electronica	UL, UM, US, UUS	6 V_{cc}	25 mA	8Ω 1,5 VA	0,5	10	7	—	2
23	Mangalia 2	S 682 T	Tehnoton	UL, UM, US_1, US_2,	220 V_{ca}, 9 V_{cc}	12 VA	3Ω 3 VA	1	11	3	1	4,5
24	Milcov		„	UM, US	6 V_{cc}	30 mA	5Ω 2,5 VA	0,35	8	1	—	1,8
25	Milcov 2		„	UM, US	6 V_{cc}	„	„	0,35	8	1	—	1,65
26	Milcov 6	SST3-77	„	UL, UM	220 V_{ca}, 6 V_{cc}	6 VA	„	0,6	8	4	—	2,3
27	Mondial		Tehnoton	UL, UM, US, UUS	220 V_{ca}, 7,5 V_{cc}	8 VA	3Ω 3 VA	1	12	3	1	2,5
28	Neptun 76		„	„	7,5 V_{cc}	„	„	1	11	6	—	2,3
29	Pacific 4	RST7-78	„	UL, UM, US_1, US_2, UUS	220 V_{ca}	32 VA	4Ω 3 VA	2,5	12	6	1	13,5
30	Predeal 2	RAT1-79	„	UL, UM, US	14 V_{cc}		6Ω 3 VA	2	9	3	—	1
31	Primăvara	S 617 T	Electronica	UM, US_1, US_2	9 V_{cc}	18...50 mA	20Ω 2 VA	0,25	7	2	—	—
32	Royal 1	P22495 C	„	UL, UM, US, UUS	220 V_{ca}		—	—	9	5	1	4,6
33	Sinaia	S 693 T	„	UL, UM	6 sau 12 V_{cc}	30 mA... ...1 A	4,5Ω 3 VA	2	10	4	1	—
34	Solistor	S 595 T	„	UL, UM	13,5 V_{cc}	25 mA	3,2Ω	0,15	6	2	—	—

Eforturile tehnicienilor de a îmbunătăți în mod continuu performanțele RR realizate de ei s-au concretizat și în schemele originale create, ca urmare a unor inovații și invenții. În special, partea de alimentare a unor RR tranzistorizate, care conține un stabilizator de tensiune, a fost obiectul de studiu al mai multor specialiști și, ca urmare a acestor studii, au apărut o serie de îmbunătățiri sub formă de invenții. Câteva dintre aceste invenții vor fi prezentate în continuare.

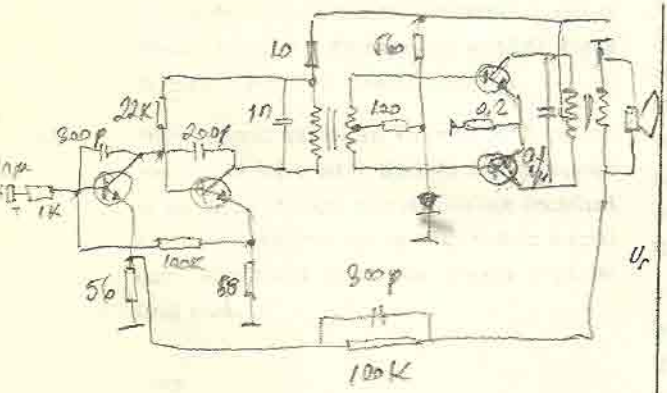
În schema din fig. XIII.2 este prezentat un redresor stabilizat în care prin introducerea rezistorului *R* se

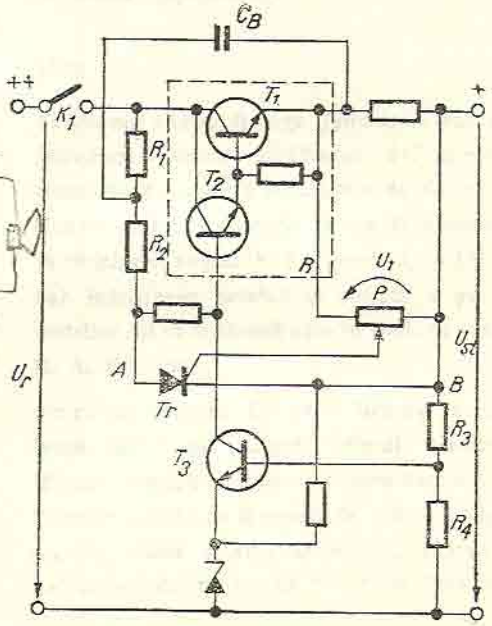
XIII.2. Schema electrică a unui redresor, în care tensiunea de referință este stabilizată în funcție de sarcină.





XIII.3. Stabilizator de tensiune cu protecție la scurtcircuit cu tiristor comandat în impuls.





XIII.4. Stabilizator de tensiune cu protecție la scurtcircuit.

obține o tensiune U_2, care crește odată cu curentul de sarcină I_s, adică tensiunea de redresare este stabilizată în funcție de sarcină.

În schema din fig. XIII.3 este prezentat un stabilizator de tensiune în care, pentru protecția la scurtcircuit a circuitelor alimentate din acest stabilizator, se introduce un tiristor T, comandat în poartă de un impuls.

Schema din fig. XIII.4 este o variantă a celei din fig. XIII.3, în care tensiunea de comandă a tiristorului este luată chiar din interiorul stabilizatorului.

Realizările obținute pînă în prezent în domeniul fabricației de RR sînt nemijlocit legate de progresul tehnic în domeniul electronicii, care a avut o ascensiune continuă, și de dăruire a acelor specialiști care n-au precupețit nici un efort pentru obținerea unor rezultate optime.

(Mihail Siliștеanu)

CRONOLOGIE SELECTIVĂ

SECOLUL 19

1874

Fizicianul german Karl Ferdinand Braun demonstrează că galena, piritele de cupru şi alte sulfuri metalice opun o rezistenţă mai mare la trecerea curentului prin ele într-un sens, decît în sens opus.

1865

Fizicianul englez James Clerk Maxwell deduce, pe cale teoretică, existenţa undelor electromagnetice.

1881

Cu ocazia primului Congres Internaţional de Electricitate, este adoptată pentru unitatea de măsură a rezistenţei electrice denumirea de ohm, în cinstea fizicianului Georg Simon Ohm care descoperise, în 1827, legea fundamentală ce-i poartă numele.

Inventatorul american Thomas Alva Edison observă că între un fir adus la incandescenţă şi un electrod rece, plasaţi într-un recipient vidat, se stabileşte un curent electric numai dacă electrodul rece este pozitiv faţă de firul cald.

1882

În cinstea fizicianului englez James Watt, inginerul electrotehnician german Werner von Siemens propune adoptarea denumirii de watt pentru unitatea practică de putere.

1886

Fizicianul german Heinrich Hertz, confirmînd teoria elaborată de J. C. Maxwell, dovedeşte experimental existenţa undelor electromagnetice şi stabileşte că ele se propagă cu viteza luminii. A mai demonstrat reflexia şi refracţia acestora. Din aparatura utilizată se detaşează net, „oscilatorul" şi „rezervorul".

Fizicianul englez Oliver Heaviside introduce termenul impedanţă.

1890

Fizicianul englez George Johnstone Stoney introduce pentru purtătorul de sarcină elementară negativă denumirea de electron. Experimental, existenţa sa va fi dovedită de fizicianul englez J. J. Thomson, în 1897, dar măsurarea precisă şi simplă a parametrilor săi va fi făcută abia în 1911, de către R. A. Millikan.

Fizicianul francez Edouard Branly inventează tubul cu pilitură, primul detector eficace pentru undele electromagnetice. Ulterior, acesta va fi numit de Oliver Lodge coheror, fiind utilizat de Popov, Marconi ş.a. în instalaţiile lor de telegrafie fără fir.

CUPRINS

Notă asupra ediției 5

Capitolul I

ELEMENTE ȘI CIRCUITE PASIVE

I.1. Rezistența electrică. Rezistoare 7
I.1.1. Parametrii rezistoarelor 10
I.1.2. Clasificarea rezistoarelor 12
I.1.3. Termistoare 14
I.2. Capacitatea electrică. Capacitoare 16
I.2.1. Gruparea capacitoarelor 17
I.2.2. Comportarea capacitoarelor în curent alternativ 19
I.2.3. Parametrii capacitoarelor 20
I.2.4. Tipuri de capacitoare 24
I.3. Bobine 28
I.3.1. Comportarea bobinelor în curent alternativ 30
I.3.2. Parametrii bobinelor 32
I.3.3. Bobine de radiofrecvență 32
I.3.4. Ecranarea bobinelor 35
I.3.5. Bobine de audiofrecvență 36
I.4. Circuite oscilante 36
I.4.1. Circuitul oscilant serie 39
I.4.2. Circuitul oscilant derivație 42
I.5. Linii ca circuite oscilante. Reflexii. Unde staționare 46
I.6. Filtre electrice 47
I.6.1. Filtre tip K 49
I.6.2. Filtre m-derivat 49
I.7. Filtre împotriva perturbațiilor 51
I.8. Cîmpul electromagnetic 53
I.8.1. Clasificarea undelor radio 56
I.9. Antene de recepție 57
I.9.1. Clasificarea antenelor de recepție 58
I.10. Adaptarea și simetrizarea antenelor 64
I.11. Legarea la pămînt. Comutatoare de antenă 65
I.12. Circuite de intrare 66

Capitolul II

DISPOZITIVE SEMICONDUCTOARE

II.1. Materiale semiconductoare. Joncțiune p-n 68
II.2. Dioda semiconductoare 70

II.2.1. Diode redresoare normale 73
II.2.2. Diode redresoare rapide 74
II.2.3. Diode de comutație 74
II.2.4. Diode stabilizatoare de tensiune. (Zener) 74
II.2.5. Diode varicap 76
II.2.6. Diode PIN 78
II.2.7. Diode speciale utilizate în radiofrecvență 79
II.3. Tranzistorul bipolar 80
II.3.1. Moduri fundamentale de conectare a tranzistoarelor 84
II.3.2. Regimuri de funcționare 88
II.3.3. Catalogul de tranzistoare 88
II.3.4. Polarizarea tranzistoarelor 90
II.4. Tranzistorul cu efect de cîmp (TEC și MOS TEC) 92
II.5. Tranzistorul unijoncțiune (TUJ) 95
II.6. Împerecherea tranzistoarelor 98
II.7. Circuite integrate 99

Capitolul III

REDRESAREA ȘI STABILIZAREA

III.1. Mărimi caracteristice ale tensiunii alternative monofazate de rețea 104
III.2. Redresarea 104
III.2.1. Redresarea unei singure alternanțe 104
III.2.2. Redresarea ambelor alternanțe 107
III.3. Punți redresoare 109
III.4. Celule de filtrare 110
III.5. Stabilizarea 116
III.5.1. Dioda Zener 118
III.5.2. Stabilizatoare autoprotejate 122
III.6. Reducerea ondulațiilor la ieșire 125
III.7. Alimentarea mixtă 126
III.8. Alte moduri de alimentare 127

Capitolul IV

GENERAREA OSCILAȚIILOR SINUSOIDALE

IV.1. Oscilatoare sinusoidale de radiofrecvență 130
IV.2. Stabilitatea amplitudinii și frecvenței oscilațiilor 134
IV.2.1. Variația temperaturii 135
IV.2.2. Variația tensiunii de alimentare 136
IV.2.3. Influențe de natură mecanică 137
IV.3. Scheme practice de oscilatoare *LC* 137
IV.4. Oscilatoare sinusoidale de audiofrecvență (RC) 140
IV.5. Generatorul de semnale de RF 144

Capitolul V

MODULAȚIA ȘI DEMODULAȚIA

V.1. Modulația 147
V.1.1. Modulația de amplitudine (MA)..... 147
V.1.2. Modulația de frecvență (MF) și fază (MFz)..... 150
V.2. Demodulația 152
V.2.1. Detectoare de semnale modulate în amplitudine..... 152
V.2.2. Demodulația semnalelor cu modulație de frecvență și fază 156

Capitolul VI

AMPLIFICAREA

VI.1. Amplificarea în tensiune și amplificarea în curent..... 162
VI.2. Tranzistorul în montaj de amplificator..... 164
VI.3. Clase de funcționare..... 164
VI.4. Zgomotul amplificatoarelor 166
VI.5. Caracteristica de frecvență..... 169
VI.6. Distorsiunile și limitarea lor..... 170
VI.7. Reacția negativă și pozitivă în amplificatoare..... 171
VI.8. Amplificatoare de RF..... 173
VI.8.1. Amplificatoare RF pentru UL, UM, US..... 174
VI.8.2. Amplificatoare RF pentru UUS..... 179
VI.8.3. Amplificatoare RF de bandă largă 183
VI.9. Amplificatoare de audiofrecvență (AAF)..... 185
VI.9.1. Amplificatoare AF de semnal mic..... 185
VI.9.2. Amplificatoare AF de semnal mare (de putere)..... 189
VI.9.3. Montaje practice..... 196
VI.10. Amplificatoare AF cu TEC și MOS TEC..... 201
VI.11. Amplificatoare AF cu circuite integrate..... 204

Capitolul VII

RADIORECEPȚIA

VII.1. Radiorecepția. Tipuri de radiorecepție..... 208
VII.2. Radioreceptorul cu simplă detecție..... 210
VII.3. Radioreceptorul cu amplificare directă..... 213
VII.4. Radioreceptorul reflex 215
VII.5. Radioreceptorul cu reacție..... 217
VII.6. Radioreceptorul cu superreacție..... 219

Capitolul VIII

RADIORECEPTORUL SUPERHETERODINĂ

VIII.1. Ce este superheterodina?..... 221
VIII.2. Schimbarea frecvenței..... 224
VIII.2.1. Cerințele etajelor SF..... 226
VIII.2.2. Cerințele oscilatorului local..... 226

VIII.3. Principalele procedee de realizare a schimbării frecvenței 228
VIII.4. Monocordul și alinierea superheterodinei ... 229
VIII.5. Etaje schimbătoare de frecvență (SF) ... 233
VIII.6. Amplificatorul de frecvență intermediară (AFI) ... 241
VIII.7. Amplificarea, banda și selectivitatea etajelor de FI ... 242
VIII.8. Scheme bloc și de principiu ale amplificatoarelor de FI ... 247
VIII.9. Acordul, alinierea și verificarea circuitelor receptorului superheterodină ... 254
VIII.9.1. Acordul circuitelor din AFI ... 254
VIII.9.2. Acordul și alinierea circuitelor oscilatorului local (OL) și de semnal ... 256
VIII.10. Performanțele radioreceptoarelor ... 258
VIII.10.1. Sensibilitatea ... 258
VIII.10.2. Selectivitatea față de canalul adiacent (S_a) ... 258
VIII.10.3. Selectivitatea față de frecvența imagine (S_{imag}) ... 259
VIII.10.4. Selectivitatea față de frecvența intermediară (S_{fi}) 259
VIII.10.5. Gamele de lungimi de undă (sau frecvențe) recepționate ... 259
VIII.10.6. Puterea maximă de ieșire (P_{max}) ... 260
VIII.10.7. Fidelitatea ... 260
VIII.11. Perturbații în lanțul de transmisie ... 261

Capitolul IX

REGLAJE MANUALE ȘI AUTOMATE

IX.1. Reglaje manuale ... 262
IX.1.1. Reglajul pentru alegerea gamei de undă ... 262
IX.1.2. Acordul receptorului pe post ... 262
IX.1.3. Indicatorul optic de acord ... 263
IX.1.4. Extensia de bandă — acordul fin ... 265
IX.1.5. Reglajul manual al selectivității ... 266
IX.1.6. Reglajul volumului ... 268
IX.1.7. Reglajul tonului ... 268
IX.2. Reglaje automate ... 272
IX.2.1. Reacția pozitivă și negativă ... 272
IX.2.2. Etajul repetor pe emitor ... 274
IX.2.3. Reglajul automat al amplificării (RAA) ... 274
IX.2.4. Reglajul automat al frecvenței (RAF sau CAF) ... 279

Capitolul X

TRADUCTOARE ELECTROACUSTICE

X.1. Casca electromagnetică ... 283
X.2. Difuzorul, tipuri, parametri ... 284
X.2.1. Difuzorul electromagnetic ... 284
X.2.2. Difuzorul electrodinamic ... 285
X.2.3. Difuzorul electrostatic ... 287
X.2.4. Difuzorul piezoelectric ... 287

X.2.5. Difuzorul ionic 288
X.3. Parametrii difuzoarelor 289
X.3.1. Puterea nominală 289
X.3.2. Impedanța de intrare 289
X.3.3. Presiunea acustică standard 289
X.4. Sisteme de difuzoare cu filtre de separare 290
X.5. Montarea difuzoarelor. Incinte acustice 297
X.5.1. Ecranul acustic 298
X.5.2. Incintele deschise 298
X.5.3. Incintele închise 298
X.5.4. Incinta bass-reflex 299
X.5.5. Labirintul acustic 302

Capitolul XI

MĂSURĂTORI ÎN RADIORECEPTOARE

XI.1. Măsurarea tensiunilor 305
XI.2. Măsurarea curenților 309
XI.3. Măsurarea rezistențelor 310
XI.4. Măsurarea capacităților și inductanțelor 311
XI.5. Generatoare de semnal 314
XI.6. Osciloscopul catodic 317
XI.7. Măsurarea frecvenței 319
XI.8. Verificarea componentelor electronice 320
XI.9. Măsurarea puterii 323
XI.10. Măsurători și verificări în radioreceptoare 323

Capitolul XII

MONTAJE PRACTICE

XII.1. Testarea tranzistoarelor TEC și MOS TEC 326
XII.2. Calculul transformatoarelor de mică putere 327
XII.3. Montajul Darlington 329
XII.4. Atenuator de RF 331
XII.5. Limitator de zgomot 331
XII.6. Radioreceptor cu un singur tranzistor 332
XII.7. Radioreceptor portabil cu trei tranzistoare 335
XII.8. Radioreceptor cu amplificare directă, cu patru tranzistoare 337
XII.9. Radioreceptor pentru UUS, cu superreacție 338
XII.10. Radioreceptor superheterodină reflex, cu trei tranzistoare 341
XII.11. Radioreceptor superheterodină 343
XII.12. Extensie de bandă pentru US 346
XII.13. Convertor pentru US 347
XII.14. Preamplificator pentru antenă 349
XII.15. Montarea unei căști miniatură 349
XII.16. Montarea unui difuzor suplimentar 350
XII.17. Montarea unei borne pentru picup și magnetofon 351

Capitolul XIII

RADIORECEPTOARELE ROMÂNEȘTI

XIII.1. Industria românească de radioreceptoare 352
XIII.2. Caracteristici și particularități tehnice ale RR produse de industria românească 362

CRONOLOGIE SELECTIVĂ 367

MĂRIMI ȘI UNITĂȚI UTILIZATE ÎN RADIOTEHNICĂ 373

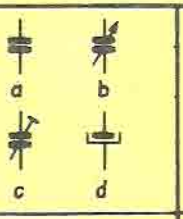
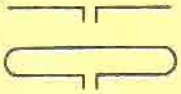
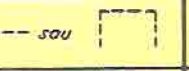
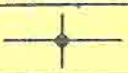
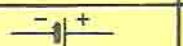
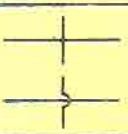
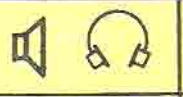
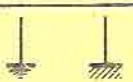
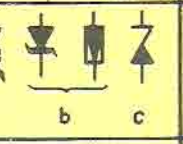
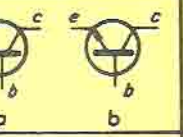
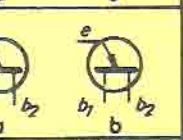
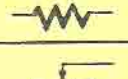
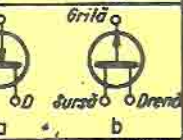
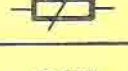
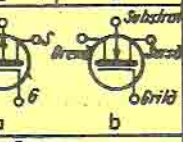
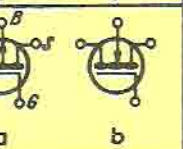
NOTE (cuprinse în interiorul capitolelor)

Rezistor 9
Între butelia de Leyda și condensatorul cu electrolit solid 23
Varicap, varactor 77
Diode tunel 78
Povestea tranzistorului 82
Germaniu sau siliciu? 96
Ce este decibelul [dB]? 163
Galena 211
Coheror 213
Cine a descoperit reacția? 219

BIOGRAFII (cuprinse în interiorul capitolelor)

Hertz, Heinrich 38
Yagi, Hidetsugu 64
Nicolau, Edmond 56
Popov, Aleksandr Stepanovici 58
Shockley, William 69
Bardeen, John 72
Teal, Gordon Kidd 74
Esaki, Leo 80
Cartianu, Gheorghe 152
Fleming, John Ambrosie 156
Marconi, Guglielmo 209
Bonci Bruevici, Mihail Alexandrovici 217
De Forest, Lee 223
Armstrong, Edwin Howard 253
Brown, Sidney George 288
Tănăsescu, Tudor 362

SIMBOLURI GRAFICE UTILIZATE ÎN RADIO

	Antenă		**Capacitoare:** a = fix b = variabil c = reglabil d = electrolitic
	Antenă dipol (pentru UUS)		
	Antenă cu ferită		Ecran
	Linie de circuit		Transformator
	Linii de circuit în contact		Element galvanic
	Linii de circuit fără contact		Microfon, difuzor și cască
			Diodă semiconductoare
	Legare la pământ		**Diode:** a = varicap b = tunel c = Zener
	Legare la masă		
	Curent alternativ (frecvență joasă)		**Tranzistoare bipolare:** a = pnp b = npn
	Frecvențe medii (acustice)		
	Frecvențe înalte (radio)		
	Curent continuu		**Tranzistoare unijoncțiune:** a = cu baza p b = cu baza n
	Rezistor		
	Potențiometru		Tranzistoare cu efect de câmp (TEC), cu poartă joncțiune, cu canal de tip n: a = tip n b = tip p
	Rezistor reglabil		
	Bobină, înfășurare, inductanță		Tranzistoare MOS TEC, cu canal inițial: a = tip p b = tip n
	Miez reglabil		Tranzistoare MOS TEC, cu canal indus: a = tip p b = tip n
	Inductanță cu miez feromagnetic		

LISTA DE ABREVIERI

AAF	amplificator de audiofrecvență
AF	audiofrecvență
AFI	amplificator de frecvență intermediară
AJF	amplificator de joasă frecvență
ARF	amplificator de radiofrecvență
AO	amplificator operațional
BC	montaj cu tranzistor, cu baza comună
c.a.	curent alternativ
CAF (RAF)	controlul automat al frecvenței
c.c.	curent continuu
CC	montaj cu tranzistor, cu colectorul comun
EC	montaj cu tranzistor, cu emitorul comun
FI	frecvență intermediară
FÎ	frecvențe înalte (audio)
FÎF	foarte înaltă frecvență
FJ	frecvențe joase (audio)
FM	frecvențe medii (audio)
FOB	filtru oprește bandă
FTB	filtru trece bandă
FTJ	filtru trece jos
FTS	filtru trece sus
GSS	generator de semnale standard
ÎF	înaltă frecvență
JF	joasă frecvență
MA	modulație de amplitudine
MF	modulație de frecvență
MP	modulație de fază
OL	oscilator local
RAA	reglare automată a amplificării
RAF (CAF)	reglare automată a frecvenței
RF	radiofrecvență
RR	radioreceptor
SF	schimbător de frecvență
SRF	șoc de RF
UL	unde lungi
UM	unde medii
US	unde scurte
UUS	unde ultrascurte

ANTICARIAT

PREFIXELE MULTIPLILOR ȘI SUBMULTIPLILOR ZECIMALI AI DIVERSELOR UNITĂȚI DE MĂSURĂ

Numele prefixului	Puterea lui 10 prin care se multiplică unitatea fundamentală	Simbolul
tera...	10^{12} = 1 000 000 000 000	T
giga...	10^{9} = 1 000 000 000	G
mega...	10^{6} = 1 000 000	M
kilo...	10^{3} = 1 000	k
	...unitatea fundamentală	
mili...	10^{-3} = 0,001	m
micro	10^{-6} = 0,000 001	μ
nano	10^{-9} = 0,000 000 001	n
pico...	10^{-12} = 0,000 000 000 001	p