

ASOCIAȚIA VOLUNTĂRĂ PENTRU SPRIJINIREA APĂRĂRII PATRIEI



MANUALUL RADIOAMATORULUI DE UNDE SCURTE



ASOCIAȚIA VOLUNTARĂ PENTRU SPRIJINIREA APĂRĂII PATRIEI

M A N U A L U L RADIOAMATORULUI DE UNDE SCURTE

1957

SUMARUL

	Pag.
Introducere	5
PARTEA ÎNȚIA	
Cap. I.	
RADIORECEPTOARE DE UNDE SCURTE	
1. Generalități	7
2. Caracteristicile fundamentale ale receptoarelor.....	10
3. Receptoare cu amplificare directă.....	12
4. Superheterodine	34
Cap. II.	
RADIORECEPTOARE DE UNDE ULTRASCURTE	
1. Generalități	67
2. Circuite de intrare	70
3. Amplificatoare de radiofrecvență	70
4. Receptoare cu amplificare directă. Superreacția.....	71
5. Receptoare superheterodină de unde ultrascurte.....	75
6. Receptoare pentru semnalele modulate în frecvență.....	75
Cap. III.	
CONSTRUCȚII DE RECEPTOARE DE UNDE SCURTE ȘI ULTRASCURTE	
1. Alegerea schemei receptorului	82
2. Ordinea de proiectare	82
3. Elementele schemelor radioreceptoarelor Formule de calcul și date practice.....	84
4. Montarea radioreceptoarelor de unde scurte.....	93
5. Scheme de receptoare	94
PARTEA DOUA	
Cap. IV.	
RADIOEMIȚATOARE	
1. Introducere	102
2. Amplificatoarele de putere	113
3. Etajele intermediare ale radioemițătorului.....	125
4. Oscilatoare pentru radioemițătoare de amatori.....	128

	Pag.
5. Modulația și manipulația în radioemițătoarele de amatori.....	143
6. Construcții practice ale emițătoarelor de amatori.....	170
7. Emițătoare de unde ultracurte.....	187
8. Automatizarea radioemițătoarelor de amatori.....	194
9. Stabilizarea tensiunilor	201

PARTEA TREIA

Cap. V.

SURSE DE ALIMENTARE

1. Redresoare	213
2. Convertizoare	240

Cap. VI.

ANTENE PENTRU RADIORECEPTOARE ȘI RADIOEMIȚATOARE DE AMATORI

1. Noțiuni generale despre antene.....	243
2. Antene de emisie.....	252
3. Antene de recepție.....	281
4. Antene pentru unde ultracurte	292

INTRODUCERE

Radioul este una dintre cele mai mărețe realizări ale științei și tehnicii moderne. Folosit la început numai ca mijloc de comunicații, radioul își găsește astăzi aplicare în cele mai diferite domenii, iar importanța sa în viața economică și culturală a popoarelor crește pe zi ce trece.

Un rol însemnat în dezvoltarea și progresul radioului îl au radioamatorii, din rîndul cărora se formează numeroși specialiști calificați.

Sub îndrumarea Asociației Voluntare pentru Sprijinirea Apărării Patriei, radioamatorismul este pe cale de a deveni o mișcare de masă. În cercurile, cursurile și cluburile de radio de pe întreg cuprinsul țării, oamarii muncii au posibilitatea de a-și însuși cunoștințe de radio și a se califica în acest domeniu.

Deosebit de interesantă și atractivă este activitatea radioamatorilor de unde scurte. Studiind principiile de bază ale electrotehnicii și radiotehnicii, învățînd recepția și transmiterea Morse, executînd tot felul de construcții radio și operînd la stațiile de recepție și emisie, radioamatorii de unde scurte își ridică necontenit măiestria lor tehnică și sportivă. Un domeniu tot atît de instructiv și interesant este acela al undelor ultrascurte.

Pentru a veni în ajutorul radioamatorilor de unde scurte, A.V.S.A.P. tipărește lucrarea de față intitulată „Manualul radioamatorului de unde scurte”, care este o adaptare a lucrării „Îndreptarul radioamatorului de unde scurte” editat de Asociația Voluntară pentru Sprijinirea Armatei, Aviației și Flotei (DOSAAF) — U.R.S.S.

Manualul se adresează radioamatorilor avansați și începătorilor, care și-au însușit cunoștințele de bază de electrotehnică și radiotehnică.

În cuprinsul manualului se studiază funcționarea receptoarelor și emițătoarelor de unde scurte de amatori, sursele de alimentare, instalarea antenelor, precum și scheme de aparate. De asemenea, se dau noțiuni asupra receptoarelor și emițătoarelor de unde ultrascurte.

Apariția acestui manual umple un gol în literatura de specialitate destinată radioamatorilor, care vor găsi în paginile ce urmează un prețios îndreptar în activitatea lor practică.

PARTEA INTIIA

CAP. I

RADIORECEPTOARE DE UNDE SCURTE

I. GENERALITAȚI

Succesul amatorului de unde scurte în traficul pe benzi, rezultatele lui în stabilirea legăturilor îndepărtate, performanțele lui la diferite concursuri depind în foarte mare măsură de calitatea funcționării aparaturii de recepție de la stația lui de radio. Din această cauză și pretențiile pe care le are amatorul de unde scurte față de receptorul său sînt destul de mari.

A realiza și monta un astfel de receptor nu este un lucru ușor, intrucît constructorul său trebuie să rezolve o serie de probleme complicate.

Din această cauză la începutul activității sale, radioamatorul construiește un receptor simplu pe care în viitor, pe măsura acumulării cunoștințelor teoretice și practice, îl perfecționează neîncetat.

În capitolul de față se dau radioamatorului constructor îndrumările necesare și indicațiile metodice, care îi vor ajuta să construiască și să monteze atît cel mai simplu, cît și cel mai complicat radio-receptor modern de unde scurte.

Cerințele tehnice care trebuiesc avute în vedere la construirea oricărui receptor de radio, sînt determinate de utilizarea ce i se dă, condițiile în care va lucra și de considerente economice.

Să stabilim ce exigențe impune specificul lucrului în benzile de amatori asupra indicilor calitativi ai receptorului de unde scurte pentru amatori.

În momentul de față, benzile de amatori sînt așa de supraincărcate, încît pe fiecare gradație a cadranului receptorului se pot auzi concomitent aproape zece stații de radio emisie diferite, care se interferează puternic. Puterea acestor stații de radio este mică și de obicei nu depășește cîtiva zeci de wați. Ele se află la cele mai diferite distanțe de receptor : de la cîteva sute de metri, pînă la 15...20 mii de kilometri. Adeseori, la interferența din partea stațiilor de radio perturbatoare, se mai adaugă și paraziții industriali, care sînt deosebit de puternici în orașele mari.

Și iată că în condițiile existenței acestor perturbații, amatorul de unde scurte trebuie să asculte la receptorul său o anumită stație de radio și să recepționeze textul transmis de ea, cu toate că audibilitatea stației recepționate nu depășește de multe ori nivelul perturbațiilor electromagnetice (paraziților). Din această cauză, selectivitatea și sensibilitatea receptoarelor de unde scurte pentru amatori, trebuie să fie împinsă la maximum.

Din aceeași cauză se recepționează de obicei în cască, iar tăria semnalelor se face mai mică. La o audibilitate slabă, operatorul obosește mai puțin și se folosesc mai bine și proprietățile selective ale urechii noastre.

Sporirea selectivității și îngustarea benzii de trecere duc de asemenea la micșorarea influenței paraziților industriali și a zgomotelor interioare ale receptorului, ceea ce are ca rezultat final ridicarea sensibilității lui în mod simțitor, atingându-se în mod curent valori de ordinul a 0,5...1 μ V.

Banda de trecere minimă admisibilă a receptorului la recepția semnalelor telegrafice este determinată de viteza de transmitere și instabilitatea frecvenței emițătorului, precum și a oscilatorului receptorului.

La transmiterea în telegrafie, prima armonică a frecvenței de manipulație se determină prin $F_1 = \frac{n}{2,5}$, în care n este numărul de cuvinte standardizate internațional pe minut.

Cînd $n = 30$ (ceea ce reprezintă o viteză de 150 de semne pe minut), $F_1 = 12$ Hz.

Pentru o recepție după auz satisfăcătoare, este suficient să se permită trecerea frecvenței purtătoare a semnalului și a frecvențelor laterale corespunzătoare armonicilor întia și a doua ale manipulației, ceea ce dă o bandă de 48 Hz.

Pentru asigurarea unei recepții stabile, în cazul variațiilor frecvenței emițătorului și oscilatorului receptorului, banda de frecvență trebuie lărgită pînă la 100...150 Hz.

La recepția în telefonie, banda de trecere trebuie să fie lărgită pînă la 5...6 kHz.

Din cele arătate mai sus rezultă că într-un receptor modern de unde scurte pentru radio-amatori, trebuie prevăzută posibilitatea de a varia continuu sau în salturi, banda de trecere, de la 100...150 Hz pînă la minimum 5...6 Hz.

În ceea ce privește atenuarea canalului alăturat, la receptoarele de unde scurte pentru amatori de clasă mijlocie, aceasta trebuie să fie de cel puțin 50...100 de ori (34...40 db), iar la cele de clasă superioară de cel puțin 1000 de ori (60 db).

De asemenea, tot la receptoarele superheterodină, atenuarea frecvenței imagine trebuie să fie, respectiv, de cel puțin 16...18 ori (24...25 db) la receptoarele de clasă mijlocie și de cel puțin 100 de ori (40 db) la cele de clasă superioară.

Particularitatea caracteristică a recepției pe unde scurte este dispariția semnalelor (fading). Pentru a împiedeca acest fenomen, precum și pentru a menține constant nivelul semnalului la ieșirea receptorului și a elimina supraincărcările lui în cazul recepției stațiilor de radio de putere diferită, se folosește mult controlul automat al amplificării (CAA), care la receptoarele de radiodifuziune obișnuită dă rezultate bune.

La receptoarele de unde scurte pentru amatori nu este indicat a folosi CAA la recepția semnalelor telegrafice, deoarece radioamatorii trebuie să recepționeze adesea semnalele stațiilor slabe pe fondul perturbațiilor puternice ale stațiilor de amatori aflate în apropiere, deosebind stația recepționată numai după tonul bățăilor. Dacă există CAA, în momentul cînd se apasă manipulatorul la stația ce interferează, amplificarea receptorului se micșorează, iar audibilitatea stației slab recepționate scade brusc, din care cauză textul transmis de ea nu va fi recepționat.

Și mai rău se vor petrece lucrurile la căutarea stațiilor de amatori. La parcurgerea benzii, stațiile de radio slabe, cu o frecvență apropiată de a altora mult mai puternice, vor fi acoperite prin sistemul CAA și în consecință stațiile cele mai rare și mai îndepărtate nu se vor auzi. Aceasta se explică prin aceea că sistemul CAA nu acționează dintr-o dată, ci are o anumită constantă pe timp, în decursul căreia coeficientul de amplificare a receptorului se restabilește treptat după întreruperea acțiunii semnalului puternic.

Din această cauză, la receptoarele de unde scurte pentru amatori la recepția semnalelor telegrafice, este rațional să se folosească numai limitatori de amplitudine a diferitelor impulsioni parazite și a semnalelor intense ale stațiilor de radio puternice, care se aud pe timpul acordării receptorului.

Pentru înlăturarea paraziților produși de descărcările electrice, de sistemele de aprindere ale mașinilor auto etc., se recomandă folosirea atenuatorilor speciali de paraziți.

La recepția semnalelor telefonice, este de dorit să se folosească sistemul CAA.

În ceea ce privește puterea necesară la ieșirea receptorului, aceasta diferă, după utilizarea receptorului: de la 0,1...0,2 W la receptoarele pentru întrebuințare individuală și de la 5...10 W la receptoarele destinate cluburilor pentru radio-recepție colectivă.

În sfîrșit, receptorul de unde scurte pentru radioamatori trebuie să aibă o mare rigiditate mecanică, să fie comod în manipulație, să aibă o scală ușor citibilă și o stabilitate ridicată a frecvenței oscilatorului.

Frecvența oscilatorului nu trebuie să varieze mai mult de 20—30 Hz într-o oră, după 15—20 minute de la încălzirea receptorului. Aluncarea inițială de frecvență nu trebuie să depășească 2...3 kHz.

Aceste cerințe pot fi satisfăcute numai de receptoarele de unde scurte complicate de prima clasă, destinate traficului de radioamator.

Din această cauză, este ușor de înțeles că nu fiecare dintre radioamatori va fi capabil să construiască un astfel de receptor. Practic însă, rezultate satisfăcătoare în lucrul pe unde scurte se pot obține și cu receptoare mai puțin complicate ce satisfac numai parțial cerințele enumerate mai sus.

În momentul de față, radioamatorii de unde scurte lucrează cu receptoare de două tipuri: receptoare cu amplificare directă și superheterodine.

Receptoarele cu amplificare directă sînt receptoarele la care amplificarea tensiunii de radiofrecvență a semnalelor recepționate se efectuează pe frecvența stațiunii recepționate. De obicei receptorul cu amplificare directă are un circuit de intrare, unul sau două etaje de amplificare de radio-frecvență acordate, un detector pe grilă și unul sau două etaje de amplificare de audiofrecvență.

Pentru mărirea sensibilității și selectivității, în asemenea receptoare se montează în etajul de detecție o reacție pozitivă reglabilă (variabilă). Întrebuințarea reacției pozitive oferă totodată posibilitatea de a recepționa stațiunile ce lucrează în telegrafie nemodulată, fără a utiliza în receptor un etaj oscilator special.

Receptorul cu amplificare directă este mai ieftin și mai simplu ca construcție. Este de la sine înțeles că un astfel de receptor nu este perfect, dar datorită particularităților de propagare a undelor scurte, chiar cu cel mai simplu receptor se pot auzi foarte multe stații de radioamatori îndepărtate și interesante.

Dezavantajul receptorului cu amplificare directă este selectivitatea redusă și instabilitatea funcționării, datorită variației valorilor tensiunilor de alimentare, ceea ce îngreuiază în mod deosebit recepția stațiilor în telefonie.

La recepția semnalelor telegrafice slabe, parazitii de manipulație ai stațiilor de radio puternice și apropiate produc mari neplăceri. Semnalele lor „înăbușe” oscilațiile etajului cu reacție, din care cauză recepția stațiilor de radio slabe devine imposibilă.

Receptoarele superheterodină dau rezultate mai bune.

II. CARACTERISTICILE FUNDAMENTALE ALE RADIORECEPTOARELOR

Pentru a putea compara din punct de vedere calitativ radioreceptoarele, este necesar să li se cunoască parametrii de bază sau caracteristicile fundamentale care, pentru a nu avea un caracter abstract, se obțin prin metode de măsurare standardizate.

În cele ce urmează se vor enumăra și defini aceste caracteristici.

1. **Sensibilitatea unui receptor** este proprietatea sa de a recepționa semnale slabe. Sensibilitatea este determinată de valoarea forței electromotoare a semnalului de radio frecvență din antenă (sau echivalentul antenei) necesară pentru a obține o putere normală la ieșire.

Măsurarea se face cu frecvența de 400 Hz la un grad de modulație $m = 30\%$.

Prin putere la ieșire normală se înțelege $\frac{1}{10}$ din puterea de ieșire maximă a receptorului. Sensibilitatea se măsoară în μV ($10^{-6} V$).

2. Selectivitatea unui receptor este proprietatea sa de a separa prin acordare semnalele unei anumite stații de emisiunile altei stații perturbatoare. S-a convenit a se considera caracteristica selectivității receptorului, ca slăbirea relativă a semnalului la o anumită dezacordare față de rezonanță. De obicei slăbirea se indică pentru câteva puncte depărtate cu 10, 20, iar uneori și 30 kHz față de frecvența de rezonanță. O imagine mai amplă a proprietății de selectivitate a receptorului se poate obține însă ridicându-i „caracteristica de frecvență”.

3. Lățimea benzii de trecere. Prin acest parametru se înțelege lățimea caracteristicii de rezonanță $2\Delta f$, între punctele corespunzătoare micșorării sensibilității de un anumit număr de ori.

4. Selectivitatea receptorului față de frecvența imagine (simetrică) Acest parametru este caracteristic numai receptorului superheterodină și se referă la capacitatea de a atenua imaginile simetrice ale paraziților a căror frecvență diferă cu de două ori frecvența intermediară, față de frecvența semnalului recepționat.

5. Caracteristica CAA a receptorului arată în ce măsură se menține constantă puterea sau tensiunea de la ieșirea receptorului pe timpul variației intensității semnalului la intrare.

6. Caracteristica de frecvență a receptorului arată cum se amplifică diferitele frecvențe ale spectrului audibil de către etajele de audiofrecvență. Ea poate fi considerată suficient de uniformă dacă amplificarea spectrului frecvențelor audio variază mai puțin de două ori (6 db) în comparație cu amplificarea la 400 Hz.

7. Curba fidelității se numește caracteristica de redare a întregului receptor de la intrarea antenei și pînă la bornele difuzorului.

8. Coeficientul distorsiunilor nelineare arată ce procent de armonice este conținut în tensiunea de ieșire, în raport cu tonul (frecvența) fundamental produs de o tensiune inițială perfect sinusoidală. Coeficientul distorsiunilor nelineare poate fi determinat cu ajutorul formulei :

$$\gamma = 100 \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + U_4^2 + \dots + U_n^2}}{U_1}$$

în care γ = coeficientul distorsiunilor nelineare ; U_1 = tensiunea de ieșire la frecvența fundamentală ; U_2, U_3, U_4 , etc. = tensiunea armonicele frecvenței fundamentale la ieșirea receptorului.

9. Coeficientul de fond este raportul dintre tensiunea zgomotului de fond (zgomotele proprii ale receptorului și zgomotul de fond al curentului alternativ) la ieșirea receptorului, cînd nu avem modulație, față de tensiunea semnalului ce apare la ieșire, dacă în aceleași condiții s-ar modula tensiunea de intrare a radiofrecvenței. De obicei se

admite un coeficient de fond de ordinul 1,5—2,5%, la o tensiune a semnalului aplicat corespunzătoare unei puteri normale de ieșire.

10. **Stabilitatea frecvenței.** La receptoarele superheterodină, stabilitatea recepției depinde foarte mult de stabilitatea frecvenței oscilatorului.

Stabilitatea frecvenței oscilatorului la un receptor de clasa I-a, trebuie să fie de cel puțin 0,02%.

III. RECEPTOARE CU AMPLIFICARE DIRECTĂ

Schema-bloc a receptorului

După cum am văzut, receptoarele cu amplificare directă sînt acele receptoare în care amplificarea tensiunii de radiofrecvență a semnalelor primite, se face pe aceeași frecvență, pe care lucrează stația recepționată.

De obicei receptorul cu amplificare directă, are un circuit de intrare, 1 sau 2 etaje de amplificare în radiofrecvență, un etaj de detecție pe grilă și unul sau două etaje de amplificare în audiofrecvență.

Schema-bloc aproximativă a unui astfel de receptor este arătată în fig. 1.

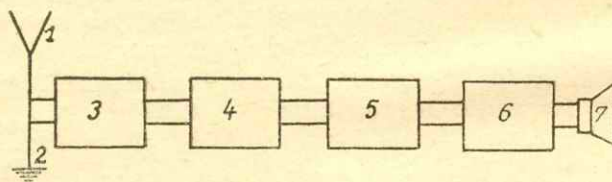


Fig. 1.

Aici 1 este antena, 2 priza de pământ, 3 circuitul de intrare, 4 amplificatorului de înaltă frecvență, 5 etajul detector, 6 amplificatorul de audiofrecvență și 7 difuzorul.

Am afirmat mai înainte că receptorul cu amplificare directă este ieftin și simplu din punct de vedere al construcției și că un astfel de receptor nu poate fi considerat printre cele mai perfecționate, însă datorită particularității de propagare a undelor scurte, chiar cel mai simplu receptor de unde scurte poate recepționa multe stații îndepărtate.

Din această cauză, construirea unui receptor cu amplificare directă se poate recomanda cu succes radioamatorilor începători, care nu au încă suficientă practică pentru a construi o superheterodină complicată.

Circuitul acordat

Orice dispozitiv de radio recepție trebuie să îndeplinească o condiție esențială: să aibă o selectivitate destul de bună. Această condiție poate fi îndeplinită prin folosirea circuitelor acordate.

Un circuit acordat se compune de obicei dintr-un self L , un condensator fix sau variabil C_1 și o serie de capacități suplimentare create prin însuși montajul la care este conectat circuitul acordat.

Toate aceste capacități suplimentare sînt marcate convențional în fig. 2, sub forma condensatorului C_{sch} . În afară de aceasta, în circuit intră și rezistența ohmică r , datorită, mai ales selfului. Valoarea ei depinde de datele sîrmei de bobinaj, calitatea materialului izolant al carcusei și de pierderile din circuit.

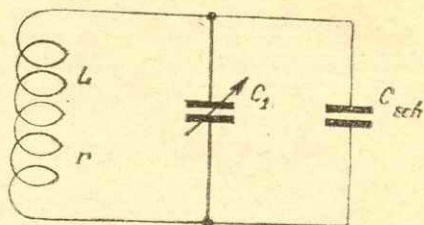


Fig. 2

Proprietățile de rezonanță al circuitului, adică selectivitatea și coeficientul de transfer al tensiunii, sînt determinate în mare parte de calitatea lui, caracterizată prin factorul de calitate Q sau amortizarea d

$$Q = \frac{1000}{r} \sqrt{\frac{L}{C}}; d = \frac{1}{Q}$$

în care L — inductanța circuitului, în μH ;

r — rezistența ohmică, în ohmi;

C — capacitatea totală, în pF, egală cu suma tuturor capacităților care intră în compunerea circuitului:

$$C = C + C_{sch}$$

Conținutul fizic al factorului de calitate constă în aceea că mărimea Q arată de cîte ori, în momentul rezonanței, circuitul amplifică tensiunea aplicată.

Factorul de calitate al circuitelor oscilante pentru unde scurte, de cele mai multe ori este egal cu 100...150, ceea ce corespunde cu o amortizare $d = 0,01...0,007$, iar al celor pentru unde medii și lungi cu 80...100 ceea ce corespunde cu o amortizare $d = 0,012...0,01$.

Rezistența la rezonanță a circuitului Z_{rez} în ohmi, poate fi calculată după formula:

$$Z_{rez} = 1\,000\,000 \frac{L}{C \cdot r}, \text{ unde:}$$

L — inductanța, în μH ;

C — capacitatea, în pF;

r — rezistența ohmică, în ohmi.

Frecvența de rezonanță f a circuitului este determinată de parametrii lui L , C și r , însă datorită faptului că influența rezistenței ohmice r asupra frecvenței de rezonanță este neînsemnată, aceasta de regulă nu se introduce în formulele de calcul:

$$f_0 = \frac{159}{\sqrt{LC}}$$

unde f — MHz, L — μH , iar C — pF.

Calculul practic al circuitelor acordate pentru unde scurte este mai puțin precis, deoarece datorită valorilor relativ mici ale elementelor acestor circuite, este foarte greu să se țină seama de influența diferitelor conexiuni, a capacităților proprii etc.

Din această cauză, în majoritatea cazurilor, un circuit acordat executat exact după calcule sau după descriere, trebuie ajustat în timpul acordului receptorului, modificând unul sau altul din parametrii lui, în raport cu particularitățile sale constructive.

Acoperirea gamei cu ajutorul condensatorului variabil

Coeficientul de acoperire a gamei cu ajutorul condensatorului variabil, inductanța bobinei fiind invariabilă, depinde numai de capacitatea maximă și minimă a circuitului, adică :

$$K_g = \frac{\lambda_{\max}}{\lambda_{\min}} = \frac{f_{\max}}{f_{\min}} = \sqrt{\frac{C_{\max}}{C_{\min}}}$$

unde :

K_g — coeficientul de acoperire a gamei ;

$\lambda_{\max}$ și $\lambda_{\min}$ — lungimile de undă maxime și minime ;

$C_{\max}$ și $C_{\min}$ — capacitatea totală maximă și minimă.

Capacitatea totală maximă a circuitului se compune din capacitatea maximă (terminală) a condensatorului de acord al circuitului acordat C_{term} , capacitatea proprie a selfului C_{slf} , capacitățile de intrare și de ieșire ale lămpii $C_{\text{int.}}$, $C_{\text{ieșire}}$ (în cazul cînd aceste capacități sînt cuplate cu circuitul), capacitatea condensatorului de ajustaj C_a și capacitatea montajului C_m .

În acest fel,

$$C_{\max} = C_{\text{term}} + C_{\text{slf}} + C_{\text{int.}} + C_{\text{ieșire}} + C_a + C_m ;$$

Capacitatea totală minimă a circuitului se determină cu ajutorul aceluiași elemente ale schemei, cu singura diferență că în locul capacității maxime a condensatorului de acord, se ia capacitatea lui minimă (inițială) adică :

$$C_{\min} = C_{\text{inițial}} + C_{\text{slf}} + C_{\text{int.}} + C_{\text{ieșire}} + C_a + C_m.$$

Circuitele de intrare

Se numesc circuite de intrare ale unui dispozitiv de radiorecepție acele circuite care leagă intrarea lui (antena) cu grila de comandă a primului tub. Circuitul de intrare trebuie să asigure un coeficient mare de transfer al tensiunii $K = \frac{U}{E_a}$, care reprezintă raportul dintre tensiunea de ieșire U și forța electromotoare E_a a semnalului util din antenă. Circuitele de intrare trebuie de asemenea să asigure o înaltă selectivitate, acoperirea benzii date și constanța transferului tensiunii în bandă. Schema și compunerea circuitelor de intrare se determină, de obicei, după tipul antenei folosite.

Schemele de circuite de intrare ce se întilnesc mai des sint arătate în fig. 3.

În figura 3 a este arătată o schemă cu cuplaj capacitiv, în fig. 3 b cu cuplaj inductiv, iar în fig. 3 c cu cuplaj inductiv-capacitiv. Schema

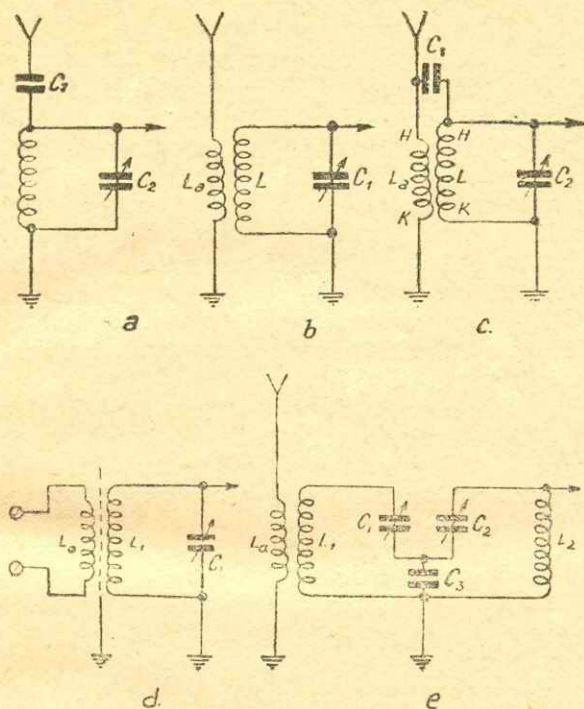


Fig. 3.

cu cuplaj inductiv și ecran electrostatic arătată în fig. 3 d se folosește la antene cu coboriri simetrice ; în fig. 3 e este dată o schemă cu două circuite acordate cuplate.

Schema de cuplaj capacitiv este mult mai simplă, dar în schimb dă o mare neuniformitate în transferul tensiunii în bandă (curba a, fig. 4) și o acoperire redusă a benzii de frecvențe. Din această cauză ea poate fi folosită numai în receptoarele benzilor de amatori. Capacitatea condensatorului de cuplaj C_1 se alege între limitele 10...30 pF.

La cuplaj inductiv, coeficientul de transfer al tensiunii în bandă devine mai uniform și are o dependență reactivă (fig. 4, curba b).

Inductanța bobinei de cuplaj L_a (fig. 3 b) trebuie aleasă în așa fel ca frecvența proprie a circuitului de antenă $f_A = 0,5...0,7 f_{min.}$;

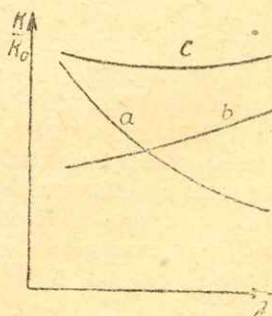


Fig. 4.

în care $f_{\min}$ este frecvența minimă a subgamei.

Pentru unele scurte inductanța L_a poate fi determinată cu ajutorul formulei :

$$L_a = \frac{25330}{f_A C_A}$$

în care C_A este capacitatea proprie a antenei, în pF, L_a este inductanța bobinei de cuplaj, în μH , iar f_A este frecvența în MHz.

Datorită simplității sale și a indicilor buni de calitate, această schemă a căpătât o largă răspindire în receptoarele de toate tipurile.

În schemele cu cuplaj inductiv-capacitiv (fig. 3) coeficientul de transfer al tensiunii în bandă devine și mai uniform (curba c, fig. 4) și egal cu suma K , în cazul cuplajului capacitiv și inductiv. Practic, capacitatea condensatorului de cuplaj C_1 se alege între 2...5 pF. Conectarea capetelor bobinei de cuplaj L_a se alege așa fel, ca acțiunea cuplajului inductiv și capacitiv să se completeze reciproc. Cînd bobinele L și L_a sînt înfășurate în același sens, conectarea capetelor lor va corespunde celor arătate în fig. 3 c.

Cînd antena este conectată prin intermediul unei coborîri simetrice (fider), (fig. 3 d), trebuie asigurată acordarea acestei coborîri cu intrarea receptorului. Bobina de cuplaj L_f este de dorit să fie realizată cu o inductanță cit se poate mai mică. Inductanța ei se poate determina cu ajutorul formulei :

$$L_f = \frac{\rho_f}{\omega_0}$$

în care ρ_f este rezistența în radiofrecvență a coborîrii, iar $\omega_0 = 2 \pi f_0$ este pulsația circuitului acordat (f_0 = frecvența de rezonanță a circuitului acordat).

Pentru ca asimetria intrării receptorului față de pămînt să nu ducă la asimetria coborîrii, între bobina de cuplaj L_f și bobina L a circuitului acordat, se așază un ecran electrostatic pus la pămînt. Ecranul se execută în formă de rețea deasă, împletită din conductori izolați (conductor 0,25...0,35 MM) ¹⁾ ale căror capete se unesc între ele la extremitate cu ajutorul unui conductor comun și se pun la pămînt. Celelalte capete ale conductorilor rămîn libere.

În fig. 3 e este dată schema circuitului de intrare cu două circuite acordate cuplate.

Conectarea sau schimbarea antenei produce dezacordarea circuitului de intrare. Cu cit cuplajul antenei cu circuitul de intrare este mai strîns, cu atît mărimea dezacordului va fi mai mare, iar ca urmare a coeficientului k și selectivitatea circuitului de intrare vor fi mai mici. Din această cauză, la o comandă monobuton, cuplajul antenei cu circuitul acordat trebuie să nu fie prea strîns.

În scopul de a obține o sensibilitate înaltă a receptorului, trebuie introdus în circuitul acordat al antenei un condensator supli-

¹⁾ N. T. Conductor cu izolație dublă de mătase.

mentar de acord de capacitate mică. În acest caz, cuplajul circuitului acordat cu antena își va înrăutăți proprietățile lui selective, din cauza amortizării introduse de antenă în acest circuit acordat.

Mai avantajos va fi cuplajul egal cu jumătatea celui optim. În acest caz coeficientul de transfer va fi egal cu circa 0,8 din cel maximum, iar amortizarea circuitului oscilant se va mări numai cu 25%.

Amplificarea radiofrecvenței

Pentru amplificarea semnalelor sosite, în receptoarele de unde scurte se folosesc de obicei etaje amplificatoare de radiofrecvență, în care fiecare etaj are un tub amplificator și un circuit acordat pe frecvența tensiunii alternative a semnalului util aplicat la intrarea receptorului.

Amplificatorul de radiofrecvență trebuie să aibă un coeficient de amplificare relativ mare, să dispună de o mare selectivitate și să acopere banda de frecvențe dată.

Unul dintre cei mai importanți indici de calitate ai amplificatorului de radiofrecvență este stabilitatea funcționării lui, care se determină prin aceea că la variația tensiunilor de alimentare și la schimbarea tuburilor el nu intră în oscilație, iar indicii lui calitativi variază în limite admisibile.

Amplificarea ce se poate obține pe unde scurte într-un singur etaj depinde în mare măsură de frecvență, calitatea circuitelor acordate și tubul folosit, variind de la 5 la 25...30 de ori.

Schemele amplificatoarelor de radiofrecvență folosite mai des sînt date în fig. 5. În figura 5-a este dată schema unui etaj cu cuplaj direct al circuitului acordat cu circuitul anodic al tubului. Un asemenea etaj dă o mare amplificare, are o construcție simplă, însă selectivitatea sa este redusă. El se folosește în special în receptoarele cu amplificare directă cu tuburi puține. Capacitatea condensatorului C_2 și rezistența R_1 se aleg de obicei destul de mari: $C_2 = 50...200$ pF, $R = 1,5...2$ M Ω .

În fig. 5 b și c sînt date schemele cu cuplajul circuitului acordat prin autotransformator. În acestea, în circuitul anodic al tubului nu s-a introdus întreaga bobină, ci numai o parte a ei. Aceasta dă posibilitatea alegerii celui mai bun cuplaj al tubului cu circuitul acordat. Schema dată în fig. 5 c, trebuie folosită pe undele cele mai scurte ale gamei de unde scurte și pe unde ultra scurte, cînd trebuie să avem în vedere rezistența de intrare a tubului etajului următor, R_{intr} .

Schema cu cuplaj prin transformator este dată în fig. 5 d.

Și aci există posibilitatea alegerii cuplajului celui mai convenabil dintre circuitul acordat și tub. Această schemă este foarte elastică și comodă, din care cauză ea a găsit o largă întrebuințare în radio-receptoarele de toate tipurile. Ea poate fi recomandată și pentru receptoarele de unde scurte de amatori.

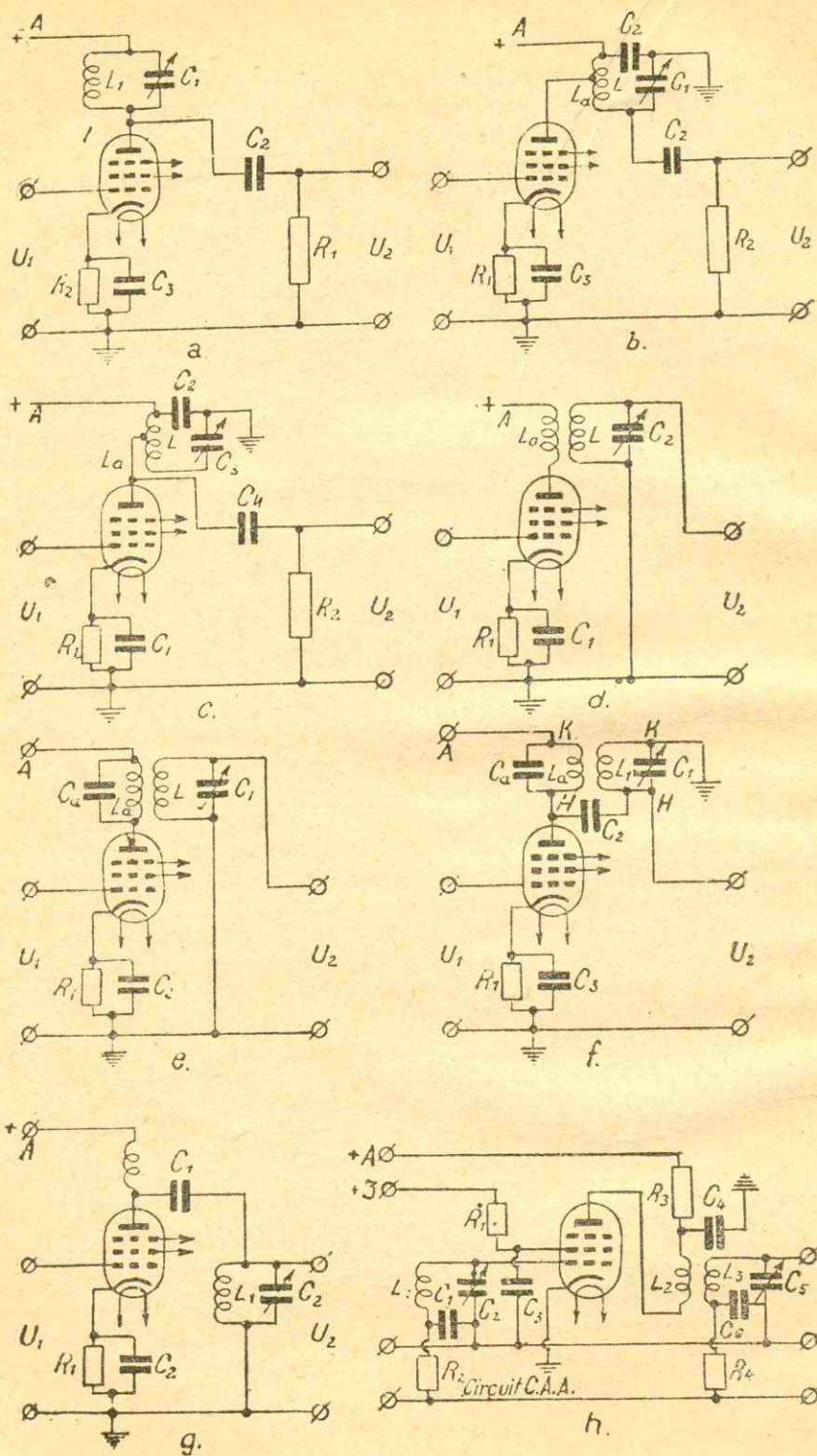


Fig. 5.

Dezavantajul schemelor arătate constă în marea neuniformitate a amplificării în bandă. La acestea amplificarea crește la începutul benzii și scade la capătul ei (fig. 6, curba 1).

O amplificare mai uniformă o dă etajul prin transformator cu circuitul oscilant „dezacordat” în circuitul anodic (fig. 5 e) astfel că dependența coeficientului de amplificare în bandă are un caracter contrar (fig. 6, curba 2). Aceasta dă posibilitate în amplificatorul cu mai multe etaje de a se compensa caracteristica generală a amplificatorului și a se obține un coeficient de amplificare constant, într-o largă gamă de frecvențe.

Circuitul acordat $L_a C_a$ din circuitul anodic al tubului, trebuie acordat pe o frecvență de două-trei ori mai mică decât frecvența minimă a subgamei date. Condensatorul acestui circuit acordat (C_a) este de obicei capacitatea de eșire a tubului și capacitatea proprie a bobinei L_a , însă uneori în cazul undelor mai lungi, la bobina L_a se mai leagă și un condensator fix de capacitate 10...30 pF.

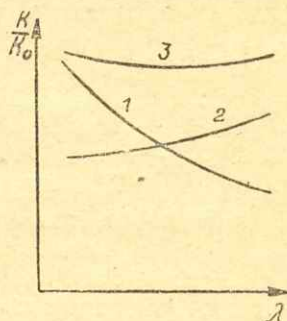


Fig. 6.

Schema cu cuplaj inductiv-capacitiv (fig. 5, f) dă un coeficient de amplificare în bandă și mai uniform (fig. 6, curba 3). Ea se realizează prin completarea schemei cu circuit dezacordat în circuitul anodic, printr-un condensator de cuplaj C_2 de capacitate 2...4 pF. Introducerea bobinei L trebuie făcută în așa fel, încât acțiunea cuplajului capacitiv și inductiv să se completeze reciproc.

La o înfășurare a spirelor bobinelor L_a și L într-un singur sens, conectarea corectă a capetelor lor va corespunde indicațiilor din fig. 5 f.

În fig. 5 g, este dată schema unui etaj de amplificare la rezonanță cu alimentare paralelă. O asemenea schemă de conectare a circuitului acordat exclude necesitatea folosirii rezistențelor de reducere în circuitul grilelor de comandă ale tuburilor, ceea ce îmbunătățește funcționarea circuitului.

Pentru ca amplificatorul să funcționeze stabil și să nu intre în oscilație, trebuie ecranate bine circuitele anodice și de grilă ale fiecărui etaj și introduse filtre de blocare în circuitele de alimentare.

Schema completă a etajului amplificator de radiofrecvență cu filtre de blocare în circuitele de alimentare este dată în fig. 5 h.

Mai stabil funcționează etajul cu circuitul oscilant dezacordat în circuitul anodic, întrucât o asemenea schemă nu intră în autooscilație.

Detecția

Se numește detecție procesul de transformare a tensiunii de radiofrecvență modulată (sau manipulată) în tensiune și curenți a

căror frecvență și formă corespunde curbei tensiunii de radiofrecvență modulată (sau manipulată) a semnalelor incidente. Detectorul trebuie să aibă un foarte mare coeficient de transfer al tensiunii, să introducă diforții neliniari mici ale frecvenței și, în fine, să aibă o mare rezistență de intrare.

Coeficientul de transfer al tensiunii determină a cota parte din tensiunea de radiofrecvență de intrare reprezintă tensiunea de radiofrecvență de la ieșirea detectorului. El se înseamnă cu litera K și

$$\text{poate fi pus sub forma } K = \frac{U_{\text{mtf}}}{m \cdot U_{\text{m purt}}}$$

în care :

U_{mtf} — amplitudinea tensiunii audio la ieșirea detectorului ;

$U_{\text{m purt}}$ — amplitudinea tensiunii frecvenței purtătoare ;

m — gradul de modulație.

Mărimea diforțiilor de frecvență produse de detector se determină prin caracteristica lui de frecvență, care arată dependența coeficientului de transfer K de frecvența modulației tensiunii aplicate la intrare, cu condiția ca amplitudinea acestei tensiuni ($U_{\text{m purt}}$), frecvența ei purtătoare (f_0) și gradul de modulație (m) să rămână constante. Mărimea rezistenței de intrare a detectorului (R_{intr}) are însemnătate la determinarea gradului acțiunii de șuntare a detectorului asupra circuitului acordat, din care se ia tensiunea alternativă. Cu cât R_{intr} este mai mare, cu atât circuitul acordat se șuntează mai puțin, iar selectivitatea este mai mare.

Se deosebesc trei sisteme principale de detecție :

1. pe diodă (fig. 7 a și b), 2. pe grilă (fig. 7 c) și 3. pe anod (fig. 7 d).

În schema detectorului cu diodă, curentul de radiofrecvență se redresează cu ajutorul diodei D și trece prin rezistența de sarcină R_1 . Întrucît curentul trece prin tub numai într-o singură direcție de la anod spre catod, pe rezistența R_1 are loc o cădere de tensiune cu semnul minus spre anod și semnul plus spre catod. Amplitudinea și frecvența acestei tensiuni corespund amplitudinii și frecvenței curbei tensiunii modulate a radiofrecvenței.

Mărimea rezistenței R_1 se alege de obicei egală cu 200 000... 500 000 Ω . Rezistența condensatorului C_3 trebuie să fie foarte mică în comparație cu rezistența R_1 pe frecvența dată a oscilațiilor detectate, însă capacitatea lui nu trebuie să fie nici prea mare, întrucît pot apărea distorsiuni de frecvență (reducerea frecvențelor înalte) și chiar neliniare.

Valoarea admisibilă a capacității condensatorului C_3 poate fi determinată cu ajutorul formulei următoare :

$$C_3 = \frac{0,72}{\omega_{\text{max}} \cdot R_1}$$

unde $\omega_{\text{max}} = 2 \pi F_{\text{max}}$, iar F_{max} este frecvența maximă a modulației

De obicei capacitatea condensatorului C_3 se alege între 100...250

pF. Pentru înlăturarea distorsiunilor neliniare, amplitudinea minimă a tensiunii frecvenței purtătoare nu trebuie să fie mai mică decît :

$$U_{m \text{ part}} = \frac{0,1}{1-m}$$

în care m este gradul de modulație.

Practic, ea nu trebuie să fie mai mică decît 0,6...1 V.

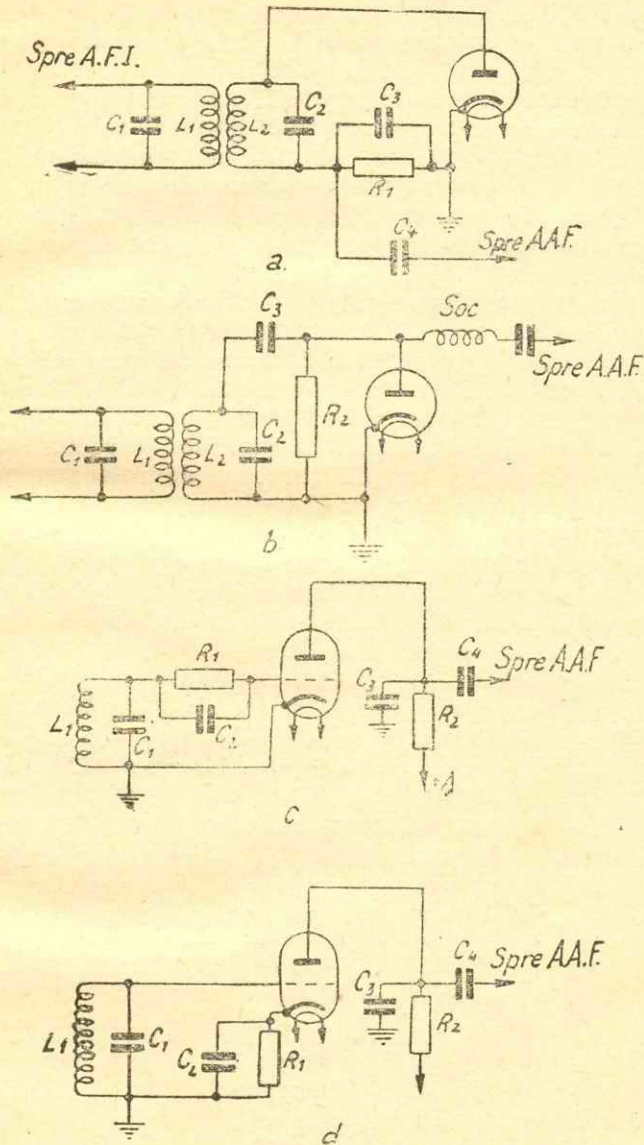


Fig. 7.

Ambele scheme date în fig. 7 a și b sînt analoage, cu excepția rezistenței de intrare a detectorului. Pentru prima schemă (montaj serie), $R_{\text{intr.}} = \frac{1}{2} R_1$, iar pentru a doua (montaj paralel) $R_{\text{intr.}} = \frac{1}{3} R_1$.

Schema detectorului pe grilă este dată în fig. 7 c. În această schemă grila de comandă și catodul tubului îndeplinesc rolul detectorului cu diodă, a cărei sarcină este rezistența de reducere a grilei, R_1 . Curentul continuu redresat, trecînd prin rezistența R_1 , produce o negativare, iar curenții de audiofrecvență care trec, produc o tensiune de audiofrecvență. Aceste tensiuni, aplicate la grila de comandă a tubului, îi comandă curențul anodic potrivit variațiilor frecvenței audio. În acest fel, detecția din circuitul grilei se unește cu amplitudinea tensiunii de audiofrecvență din circuitul anodului. Din această cauză coeficientul de transfer al tensiunii în cazul detecției pe grilă devine mult mai mare ca unitatea și poartă denumirea de coeficient de amplificare a detectorului.

Mărimea rezistenței R_1 se alege de obicei egală cu 1,5...2 M Ω , iar capacitatea condensatorului C_2 de ordinul a 50...150 pF.

Schema detecției pe anod este dată în fig. 7 d. Aici pentru detecție se folosește curbura inferioară a caracteristicii statice a curențului anodic în funcție de tensiunea grilei. Pentru ca poziția inițială a punctului de funcționare să corespundă cu începutul caracteristicii anodice, la grila tubului se aplică o negativare care de cele mai multe ori se face automat prin curențul anodic și rezistența R_1 . În circuitul anodic al tubului este legată rezistența de sarcină R_2 prin care se separă tensiunea de audiofrecvență de sursa de alimentare cu curent continuu.

În radioreceptoare se întrebuițează mai mult detecția pe diodă. Avantajul ei principal este gradul foarte redus al deformărilor neliniare. Caracteristica de detecție a detectorului cu diodă are o mare porțiune rectilinie: de la 0,1 pînă la cîțiva zeci de volți. În afară de aceasta, la detecția pe diodă se pot realiza în receptor mai ușor diferite autoreglaje, mai ales CAA.

Caracteristica de detecție a detectoarelor pe grilă și pe anod are porțiunea rectilinie mult mai mică. Din această cauză, spre deosebire de cel cu diodă, ele se supraîncarcă ușor, ceea ce duce la apariția de puternice diformații neliniare.

La detecția tensiunilor mici, toate detectoarele de mai sus sînt aproape asemănătoare, în ceea ce privește diformațiile neliniare produse. Coeficientul distorsiunilor neliniare devine în acest caz:

$$\gamma = 0,25 \text{ m,}$$

în care m este coeficientul de modulație.

În ceea ce privește însă coeficientul de transmitere a tensiunii, cele mai bune rezultate le dă detectorul pe grilă, care are cea mai mare sensibilitate față de semnalele slabe.

Din această cauză detecția pe grilă se folosește mult în radio receptoarele cu număr redus de tuburi.

La detecția pe anod, rezistența activă de intrare a detectorului

este mult mai mare decît la cea pe diodă și grilă. Aceasta este cauza principală a folosirii ei largi în diferite aparate de măsurat.

În radioreceptoarele de unde scurte de amatori cu amplificare directă și superheterodinele cu număr redus de tuburi, trebuie folosită detecția pe grilă, iar în receptoarele mai complicate cea pe diodă.

Menționăm că în afară de cele trei sisteme principale de detecție, pe care le-am expus mai sus, se mai utilizează și detecția pe catod, însă avînd în vedere că aceasta nu și-a găsit o largă răspîndire în receptoarele de amatori, nu ne vom opri asupra sa.

Reacția

Reacția pozitivă a căpătat o largă răspîndire în receptoarele simple cu puține tuburi. Despre avantajele ei s-a menționat mai înainte.

Etajul în care se folosește reacția se numește etaj cu reacție.

Proprietățile receptorului cu reacție depind în mare măsură de felul în care este stabilită reacția: pînă în momentul producerii oscilațiilor proprii — așa-numitul prag de oscilație — sau după el.

Dacă reacția este stabilită pînă în pragul de oscilație, pierderile din circuitul oscilant al etajului cu reacție nu se compensează în întregime, iar oscilația nu se produce. Însă în măsura în care pierderile se compensează parțial, amortizarea echivalentă a circuitului acordat se micșorează, fapt care îi îmbunătățește calitățile, iar practic duce la mărirea sensibilității și selectivității receptorului.

Pentru obținerea unei sensibilități mai mari, reacția trebuie aranjată cit se poate de aproape de pragul de oscilație, dar fără a-l depăși.

La recepția stațiilor telegrafice ce lucrează pe unde întreținute pure (A_1), reacția trebuie împinsă dincolo de punctul critic, însă tot aproape de pragul de oscilație și trebuie întrucîtva dezacordat circuitul oscilant al receptorului în raport cu frecvența semnalelor primite. În acest caz asupra grilei de comandă a tubului acționează concomitent două tensiuni sinusoidale: de la semnalul incident și de la oscilațiile proprii, în urma cărui fapt se produc bătăile, care după detecție dau tensiuni și curenți de audiofrecvență.

Proprietățile etajului cu reacție

Amplificarea produsă de etaj depinde în mare măsură de amplitudinea tensiunii de radiofrecvență aplicate. Cu cît această tensiune este mai mare, cu atît obținem o amplificare mai mică a etajului.

Fenomenul acroșării constă în aceea că în timpul acordării pe lungimea de undă a unei anumite stații de radio, la început frecvența audio a bătăilor scade după linia dreaptă AB (fig. 8), după care atîngînd o oarecare dezacordare (punctul D), bătăile dispar deodată. Mai departe, măsurînd acordarea în intervalul FE, nu avem bătăi. În sfîr-

șit în punctul E bățile apar din nou printr-un salt ating punctul C. În continuare frecvența băților crește după dreapta BC.

În intervalul de frecvențe corespunzător porțiunii FE, fără a lua în considerație faptul că între frecvența proprie a circuitului oscilant și frecvența f_0 a semnalelor ce trec, există un oarecare dezacord; în circuitul oscilant al etajului cu reacție se găsesc oscilații numai cu frecvența f_0 a semnalelor incidente.

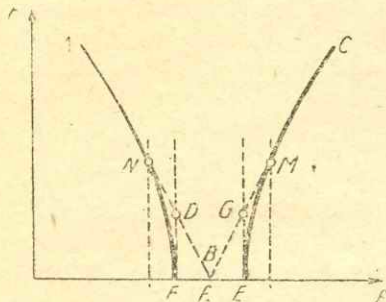


Fig. 8.

Semnalele incidente par a modifica și deplasa oscilațiile proprii ale etajului cu reacție, din care cauză frecvența băților este nulă, iar recepția semnalelor telegrafice devine imposibilă. Lărgimea benzii de acroșare depinde de raportul dintre tensiunea oscilațiilor proprii de autoexcitație și tensiunea exterioară introdusă în circuitul oscilant.

Cu cât tensiunea exterioară este mai mare, iar reacția mai slabă, cu atât se obține o bandă de acroșare mai mare.

Iată de ce atunci când sintem perturbați de stații de radio puternice și apropiate ca frecvență, receptorul cu reacție își pierde proprietățile sale de selectivitate. Pentru a slăbi într-o măsură oarecare acțiunea de acroșare a stațiilor perturbatoare și a îmbunătăți astfel funcționarea receptorului în condițiile paraziților puternici, trebuie micșorată intensitatea semnalelor incidente.

Regimul liber și forțat de autoexcitație. Există două regimuri de producere a oscilațiilor: 1. liber, cînd prin mărirea reacției oscilațiile cresc treptat de la zero și pînă la o valoare determinată, iar prin slăbirea reacției scad tot treptat și 2. forțat, cînd la atingerea unei anumite valori a reacției, oscilația apare brusc, prin salturi, iar prin micșorarea reacției se întrerupe brusc, întreruperea oscilațiilor făcîndu-se la o valoare a reacției mai mică decît cea de producere a sa.

Alegerea pieselor și regimului de funcționare al etajului cu reacție trebuie făcută în așa fel ca în acesta să aibă loc o autoexcitație liberă, întrucît la o autoexcitație forțată, nu se poate recepționa la pragul de oscilație. Practic, la construirea etajelor cu reacție cu regim liber, autoexcitația se obține pe cale experimentală, deoarece caracterul autoexcitației este greu să fie determinat prin calcul.

În cea mai mare parte, reacția se execută la etajul detector cu detecție pe grilă (fig. 9). Din această cauză, etajul cu reacție trebuie reglat din nou, pentru ca el să îndeplinească bine ambele funcțiuni.

Alegînd regimul și piesele etajului cu reacție, valoarea tensiunii anodice trebuie luată între 0,5 și 0,7 din valoarea normală indicată în datele de fabricație pentru tubul folosit în etajul cu reacție.

O mare influență asupra regimului cu reacție are mărirea tensiunii de negativare a grilei de comandă a tubului, care depinde de va-

loarea rezistenței R_1 și posibilitatea ei de conectare. În cazul tuburilor la baterie, cele mai bune rezultate le dă conectarea ei la plusul încălzirii (fig. 9). În cazul celor cu încălzire indirectă, ea se conectează la catod, direct sau prin circuitul acordat.

Rezultate bune dă procedeul de conectare a rezistenței R_1 cu ajutorul divizorului de tensiune (fig. 10). Dar și mai bine ea poate fi conectată cu ajutorul unui potențiomtru (fig. 10, b și c).

Aceste scheme permit să se aleagă ușor un regim bun de oscilație și detecție.

Mărimea rezistenței de reducere R_1 se alege tot pe cale practică.

În cazul unei rezistențe prea mari ($3...4 \text{ M}\Omega$), oscilația se produce liber, însă tăria recepției scade din cauza proastei detecții. La o valoare și mai mare a rezistenței R_1 , poate apărea o oscilație întreruptă. La o rezistență prea mică, se obține un regim forțat de oscilație.

În mediu, valoarea rezistenței R_1 este de obicei $1...1,5 \text{ M}\Omega$ și trebuie aleasă pe cale experimentală pentru fiecare caz în parte.

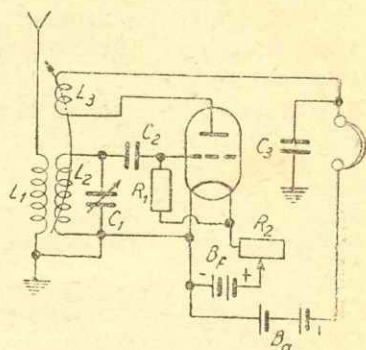


Fig. 9.

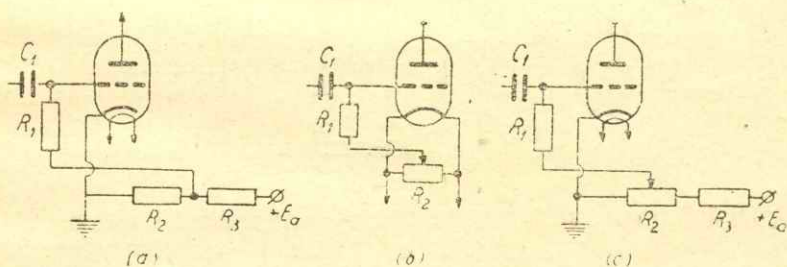


Fig. 10.

Conectarea capetelor bobinei de reacție

Dacă bobina circuitului acordat și bobina de reacție sînt înfășurate în același sens, adică o bobină este în prelungirea celeilalte, conectarea capetelor bobinelor trebuie să se facă în felul următor: începutul bobinei de reacție se leagă la anodul tubului, iar capătul la plusul tensiunii anodice; începutul bobinei circuitului acordat se leagă la catod, iar capătul — la grila de comandă a tubului.

Dacă bobina circuitului acordat și bobina de reacție sînt înfășurate în sensuri contrare, se schimbă modul de legare a bobinei de reacție.

Reglajul reacției

Există mai multe procedee de reglaj al mărimii reacției. Cele mai răspândite scheme ale reglajelor sînt arătate în fig. 11.

Cea mai simplă este schema cu bobina mobilă (fig. 11 a), însă pe unde scurte ea dă rezultate nesatisfăcătoare din cauza influenței puter-mice a reacției asupra acordului receptorului.

O metodă mai perfecționată de reglaj a reacției este cu ajutorul condensatorului variabil (fig. 11 b și c). Aceste scheme sînt aproape

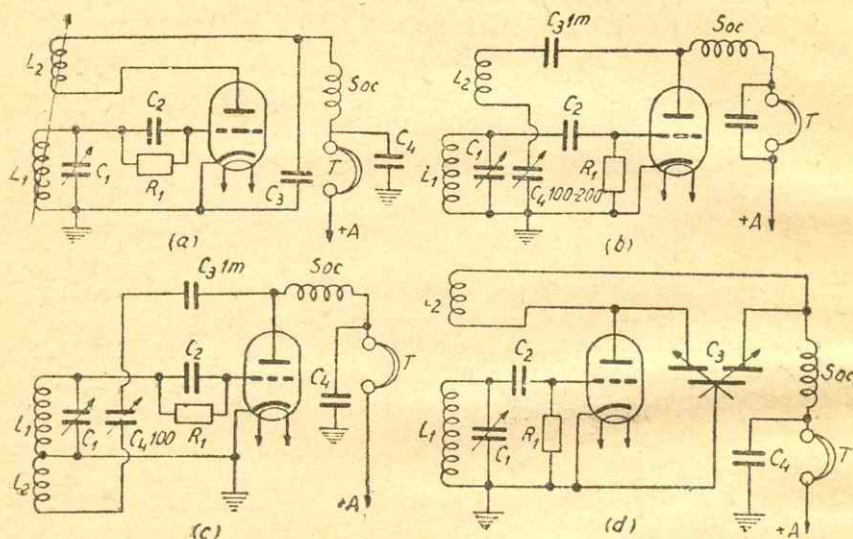


Fig. 11.

la fel, însă din considerente de ordin constructiv se recomandă schema din fig. 11 b, intrucit aci plăcile mobile ale condensatorului C_4 sînt puse la pămînt.

Schema cu condensator diferențial (fig. 11 d) are avantaje esențiale față de schemele precedente, deoarece această schemă are limite de reglaj mult mai largi, influență mai mică a reacției asupra acor-dului și un reglaj mai uniform și mai regulat.

Schemele cu reglaj capacitiv au dezavantajul că în ele reacția produce o influență destul de însemnată asupra acordului recepto-rului, iar limitele de reglaj depind foarte mult de frecvența stației de radio recepționate. Schemele de reglaj a reacției cu ajutorul rezis-tenței variabile (fig. 12) înlătură aproape integral aceste dezavantaje.

Cele mai avantajoase scheme pentru a fi folosite la receptoare de unde scurte sînt cele arătate în fig. 12 a, c, d.

Dezavantajele schemelor cu reacție sînt: 1. nestabilitatea func-

ționării; 2. imposibilitatea de a obține în același timp o selectivitate mare și diforții mici de frecvență; 3. receptoarele simple cu etaje cu reacție radiază în spațiu și produc interferențe radioamatorilor din jur.

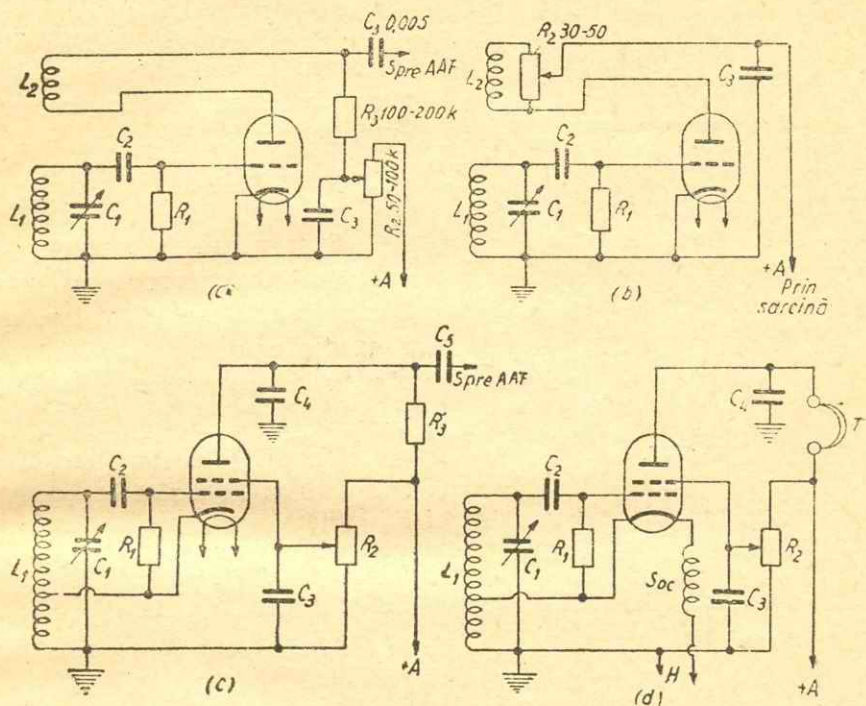


Fig. 12.

Amplificarea audiofrecvenței

Schemele amplificării de audiofrecvență folosite în receptoarele de unde scurte ale amatorilor nu se deosebesc cu nimic de schemele obișnuite de amplificare în audiofrecvență folosite în receptoarele de radiodifuziune. În general nu se folosesc mai mult de două etaje.

Pentru recepție la căști trebuie folosit numai un singur etaj de amplificare, întrucât cu două etaje tăria recepției va fi prea mare și va obosi pe operator.

Spațiul restrâns nu ne permite să ne oprim mai în amănunt asupra diferitelor scheme de amplificare. Ne vom opri numai asupra unor probleme mai importante ale schemelor folosite în receptoarele amatorilor de unde scurte.

Se știe, că cu cât banda de trecere a receptorului este mai îngustă, cu atât recepția este mai puțin tulburată de interferențele și pa-

raziții de orice fel, precum și de zgomotele interioare ale receptorului. Pentru a scăpa de aceste perturbații sau pentru a le diminua, se poate îngusta banda.

Pentru recepția la auz, mult mai plăcut este tonul cu frecvența

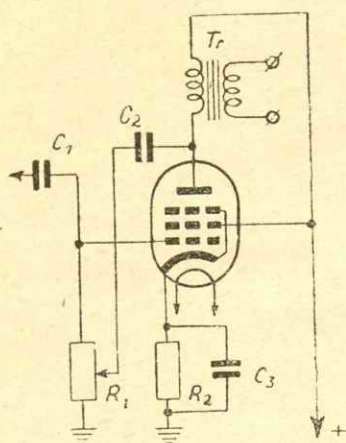


Fig. 13.

de ordinul 600...1000 Hz. Din această cauză este de dorit ca pentru amplificarea semnalelor telegrafice să avem caracteristica de frecvență a amplificatorului cu o rezonanță bine pronunțată pentru frecvențele acestea.

Suprimarea frecvențelor audio înalte, se obține ușor prin șuntarea intrării etajului amplificator, cu un condensator de 1000...200 pF sau aplicând în acest scop reacția negativă.

Un astfel de etaj amplificator este arătat în fig. 13

Acționind cursorul rezistenței R_1 putem varia profunzimea reacției, reglând prin aceasta suprimarea frecvențelor audio înalte.

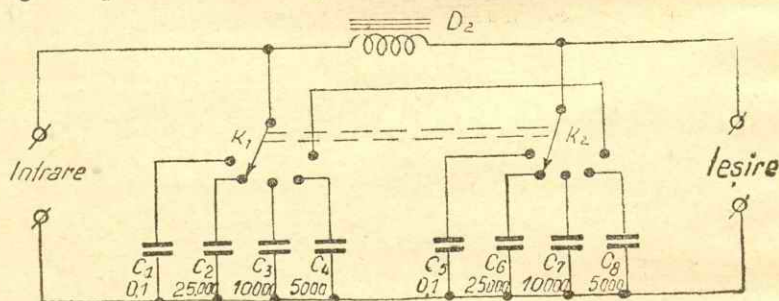


Fig. 14.

Rezultatul practic al unei astfel de scheme nu este prea mare.

Rezultate mai bune putem obține prin montarea la intrarea sau ieșirea amplificatorului de audiofrecvență a unui filtru a cărui schemă este arătată în fig. 14.

Bobina de șoc trebuie să aibă un miez de fier de 1...3 cm² și 1 000...3 000 spire.

Comutatorul ne permite să alegem capacitățile cele mai potrivite sau să deconectăm complet filtrul, atunci cînd auditiia este bună.

Pentru îmbunătățirea amplificării de rezonanță în audiofrecvență se folosesc circuite acordate de rezonanță și filtre de bandă, care lasă să treacă numai o anumită bandă îngustă de frecvențe.

Schema amplificatorului cu circuit acordat de rezonanță este dată în fig. 15. Bobina L_1 a circuitului acordat este formată din patru secțiuni a 5 000 spirale conductor E 0,1 (conductor emailat de 0,1 mm). Bobinarea ei se face pe o carcasă de lemn avînd diametrul de 10 mm și lungimea de 45 mm, pe care pentru separarea secțiunilor, se îmbracă 5 inele de prespan sau textolit de 10 mm. Capacitatea condensatorului circuitului acordat $C_5 = 11\,500$ pF.

Schemele amplificatoarelor cu filtre de bandă sînt reprezentate

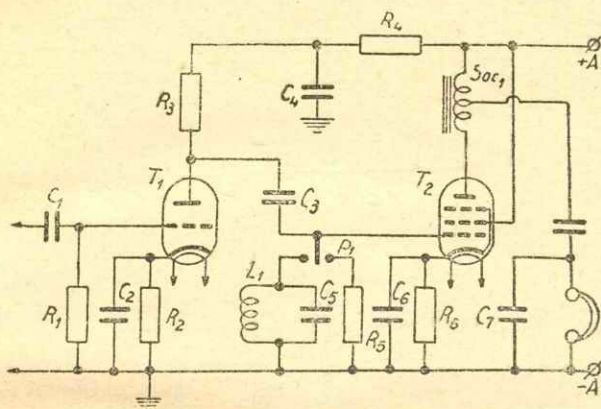


Fig. 15.

în fig. 16 a și b. Formulele de calcul ale acestor scheme sînt următoarele :

$$L_{1k} = \frac{R}{\pi (f_2 - f_1)} \text{ (H)}; \quad C_{1k} = \frac{f_2 - f_1}{4 \pi R f_1 \cdot f_2} \text{ (F)}$$

$$L_{2k} = \frac{R (f_2 - f_1)}{4 \cdot \pi \cdot R f_2 \cdot f_1} \text{ (H)}; \quad C_{2k} = \frac{1}{\pi R (f_2 - f_1)} \text{ (F)}$$

Rezistența R_1 trebuie aleasă de ordinul 600 Ω . Dacă se ia $f_1 = 675$ Hz, $f_2 = 825$ Hz, banda filtrului $f_2 - f_1 = 150$ Hz și vom alege o rezistență $R = 600$ Ω , vom obține următoarele date :

Inductanțele $L_{1k} = 0,96$ H ; $L_2 = 0,036$ H.

Capacitățile $C_{1k} = 0,048$ μ F ; $C_2 = 1,3$ μ F. La cuplarea bobinei L_2 prin autotransformator, care dă rezultate mai bune (este arătat punctat), $L_2 = 0,76$ H ; $L'_2 = 0,036$ H și $C_2 = 0,0265$ μ F.

Foarte bune rezultate dă amplificatorul cu filtru de bandă combinat, format din grupul constantei K, calculat mai înainte (fig. 17).

Datele lui sînt următoarele :

Inductanța bobinelor $L_1 = 0,72$ H ; $L_2 = 0,785$ H ; $L_3 = 0,66$ H ; $L_4 = 0,76$ H ; $L'_4 = 0,0358$ H. Condensatoarele $C_1 = 0,642$ μ F ; $C_2 = 0,038$ μ F ; $C_4 = 0,0265$ μ F.

Cu datele de mai sus, el este acordat de frecvența de 750 Hz. și are o bandă de trecere în jur de 140 Hz.

Transformatorul Tr_2 din schemele date în fig. 16 și 17 este un

transformator normal de cuplaj între tuburi, iar Tr_1 se calculează ca un transformator de ieșire obișnuit, însă pe o rezistență de sarcină R_1 .

Pentru o mai bună adaptare a filtrului, este de dorit ca tubul T_1 să fie o triodă, iar $\frac{R_a}{R_i}$ să se aleagă prin calcule, apropiat de unitate.

În amplificatoare de audiofrecvență se folosesc de asemenea

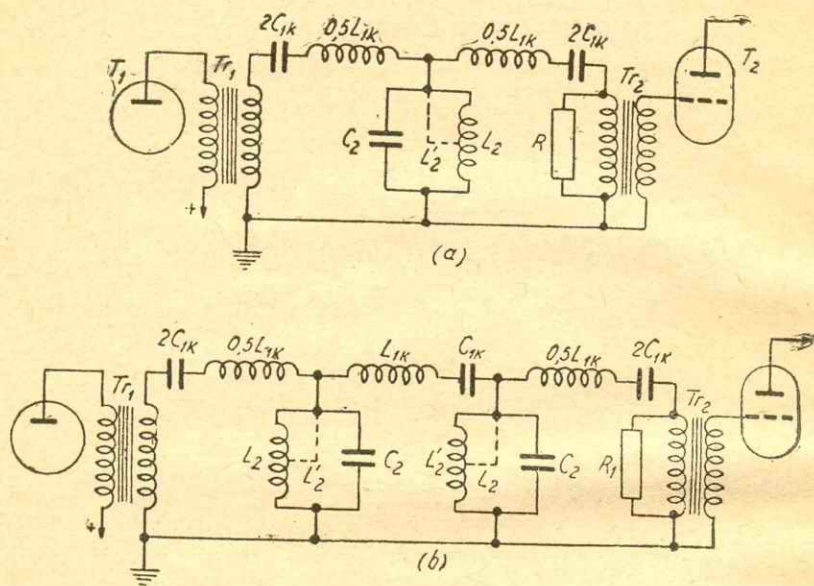


Fig. 16.

filtre pentru înlăturarea fluieratului interferenței, care se produce la recepționarea unei stații în telefonie din cauza perturbației produse de o stație care funcționează pe o frecvență apropiată.

Schema unui astfel de atenuator este dată în fig. 18. Bornele a, b

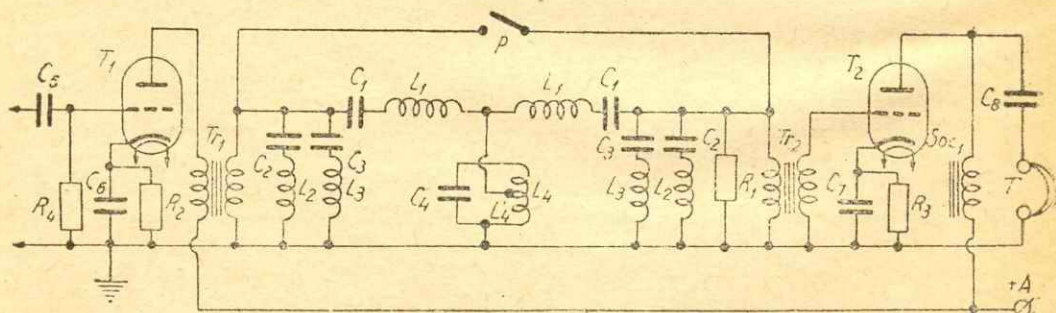


Fig. 17.

se conectează în paralel la intrarea sau ieșirea amplificatorului de audiofrecvență.

Datele unui asemenea filtru pe frecvențe de la 1 000...9 000 Hz.
sint următoarele :

$L = 1 \text{ H}$; $C_1 = 460...500 \text{ pF}$; $C_2 = 450 \text{ pF}$; $C_3 = 9\,000 \text{ pF}$.

Tabela 1

Datele miezurilor de Al — Si — Fe

Dimensiunea	Secțiunea	μ	A	B
64 × 40	1,0	60	147	23 — 25
64 × 40	1,5	60	120	23 — 25
64 × 40	2,0	60	104	23 — 25
64 × 40	3,0	60	85	23 — 25
55 × 32	0,8	60	154	18 — 20
55 × 32	1,2	60	123	18 — 20
55 × 32	1,6	60	106	18 — 20
55 × 32	2,4	60	87	18 — 20
44 × 28	0,5	60	173	14 — 16
44 × 28	0,75	60	141	14 — 16
44 × 28	1,0	60	122	14 — 16
44 × 28	1,5	60	100	14 — 16
64 × 40	1,0	30	208	23 — 25
64 × 40	1,5	30	170	23 — 25
64 × 40	2,0	30	145	23 — 25
64 × 40	3	30	116	23 — 25
55 × 32	0,8	30	213	18 — 20
55 × 32	1,2	30	175	18 — 20
55 × 32	1,6	30	150	18 — 20
55 × 32	2,4	30	123	18 — 20
44 × 28	0,75	30	200	14 — 16
44 × 28	1,2	30	173	14 — 16
44 × 28	1,5	30	141	14 — 16

Bobina L se execută pe o carcasă de lemn, cu diametrul de 25 mm și are trei secțiuni a 1 825 spire fiecare, din conductor E 0,25 (email 0,25 mm). Dimensiunile fiecărei secțiuni : diametrul interior 25 mm, lățimea bobinajului, iar distanța dintre secțiuni este 6,5 mm.

Circuitele acordate ale filtrelor este de dorit să se execute pe miezuri toroidale din alsifer (fig. 19). Numărul spirelor se determină cu formula :

$$W = A \sqrt{L(\mu H)}$$

$$\text{și diametrul conductorului } d = \frac{B}{\sqrt{W}}$$

Coeficienții A și B pentru diferitele miezuri sînt dați în tabela 1. Bobinele pot fi executate de asemenea pe un fier standardizat de transformator de dimensiuni mai mici sau făcute complet fără fier. Numărul spirelor în bobina înfășurată pe miez

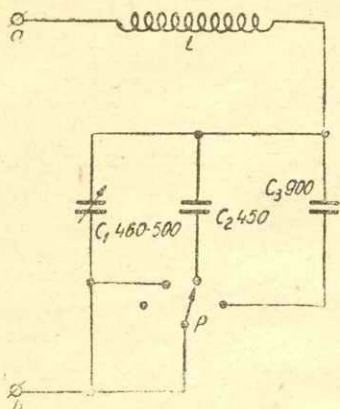


Fig. 18.

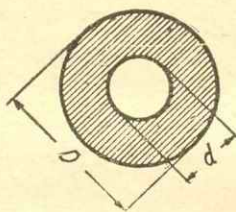


Fig. 19.

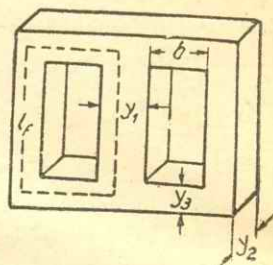


Fig. 20.

de fier, poate fi calculat după formula :

$$W = 10^4 \sqrt{\frac{L \cdot l_{Fe}}{400 Q_{Fe}}}$$

în care :

- L — inductanța bobinei ;
- l_{Fe} — lungimea medie a liniei de forță ;
- Q_{Fe} — secțiunea miezului ;
- $Q_{Fe} = 0,85 Y_1 \cdot Y_2$ (fig. 20).

La amplificarea de rezonanță se obțin rezultate bune în schemele speciale, care conțin numai rezistențe și condensatoare.

O astfel de schemă este dată în fig. 21. Ea reprezintă o punte RC acordată pe o frecvență în jurul a 750 Hz, care se conectează în circuitul de reacție negativă a amplificatorului.

Valoarea rezistențelor și a condensatoarelor se calculează după formulele :

$$R_1 = \frac{160\,000}{f_0 \cdot C_1} ; R_2 = R_1 ; R_3 = \frac{1}{2} R_1 ; C_2 = C_1 ; C_3 = 2 C_1$$

unde : f_0 = frecvența de echilibru a punții, în Hz ; $R_1 = R_2$ = rezistența în $M\Omega$; $C_1 = C_2$ = capacitatea condensatoarelor, în pF. O altă schemă cu rezultate mai bune este dată în fig. 22. În această schemă s-a introdus în circuitul reacției negative un etaj amplificator suplimentar, care lucrează cu tubul T_2 . Reglind cu ajutorul potențiometrului R_7 tensiunea din circuitul reacției negative, se poate modifica între limite largi caracteristica de frecvență a întregului dispozitiv.

Mai completă este schema în care se folosește atât reacția negativă, cât și cea pozitivă (fig. 23).

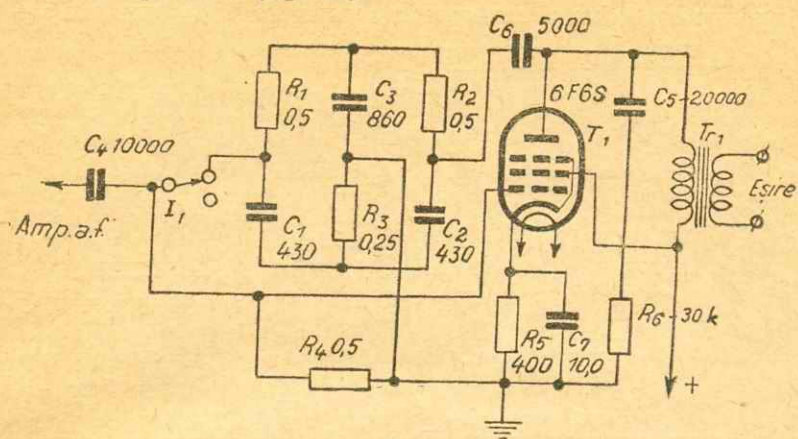


Fig. 21.

Aci, în locul circuitului acordat se folosește un generator RC, care funcționează într-un regim de supraexcitație.

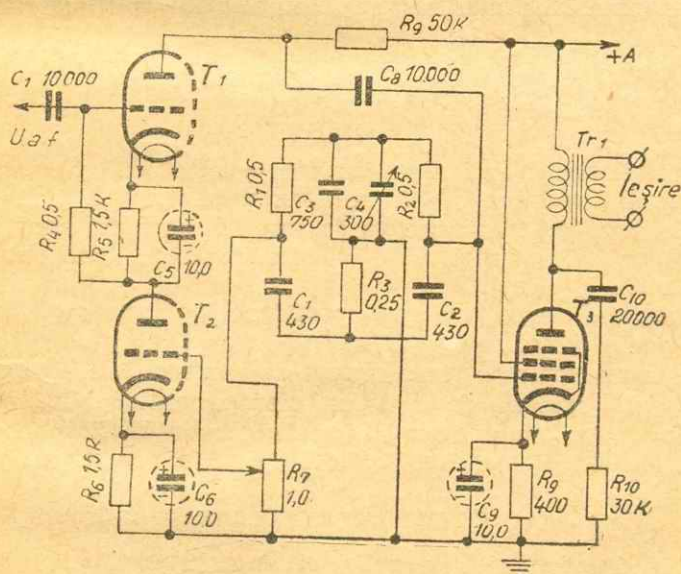


Fig. 22.

Folosirea acestor scheme permite construirea circuitelor acordate, fără piese voluminoase, cu mare stabilitate și cu proprietăți foarte accentuate de rezonanță. Spre deosebire de un oscilator obișnuit cu

tuburi electronice, în aceste scheme variația tensiunilor de alimentare, schimbarea tuburilor, precum și reacordarea sistemului de la o frecvență la alta nu produc o autooscilație parazitară și o înrăutățire simți-

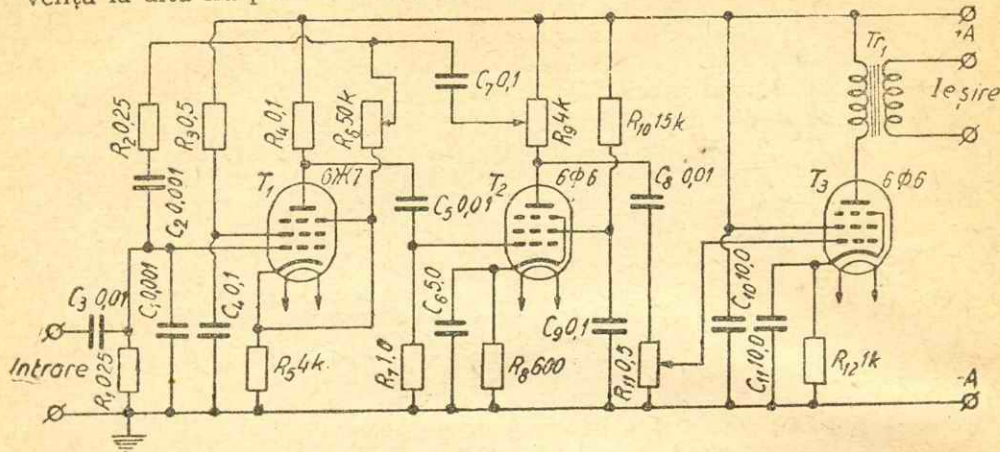


Fig. 23.

toare a proprietăților de rezonanță. Frecvența de rezonanță a sistemului este determinată de mărimea rezistențelor $R_1 = R_2$ și a condensatoarelor $C_1 = C_2$.

$$f_0 \text{ (kHz)} = \frac{160.000}{R \text{ (M}\Omega) \cdot C \text{ (pF)}}$$

Mărimile R sau C se iau arbitrar. În calculul valorii rezistenței R_1 trebuie avut în vedere, că în schema receptorului, în paralel cu rezistența R_1 este legată rezistența de sarcină a tubului amplificatorului de audiofrecvență R și rezistența lui interioară R_i , ceea ce micșorează rezistența totală a circuitului.

Prin variația valorii reacției pozitive (R_9) sau negative (R_6) se poate ușor varia lărgimea benzii în limite largi, iar făcînd pe C sau R variabil, se poate schimba și frecvența de rezonanță a sistemului.

În schemă, primele două tuburi sînt generatorul RC propriu zis, iar al treilea este amplificator de audiofrecvență. Circuitul $R_1 R_2 C_1 C_2$ este circuitul reacției pozitive, iar $R_5 R_6$ al celei negative.

IV. SUPERHETERODINE

Particularitățile schemei superheterodinei

Marea majoritate a radioreceptoarelor moderne se construiesc pe principiul superheterodinilor. Spre deosebire de radioreceptoarele cu amplificare directă, la care amplificarea de bază se face pe frecvența semnalului recepționat, la superheterodină, frecvența semnalului inci-

dent se transformă în alta, pentru receptoarele de unde scurte în una mai joasă, care poartă denumirea de frecvență intermediară (FI).

Avantajele principale ale superheterodinei față de receptoarele cu amplificarea directă sînt: sensibilitate ridicată, selectivitate mare la valori mici ale distorsiunilor de frecvență, sensibilitate și selectivitate constantă în bandă, posibilitatea folosirii diferitelor reglaje automate și în fine simplitatea acordului. Un deosebit de mare avantaj în sensibilitate și selectivitate au superheterodinele la recepția undelor scurte.

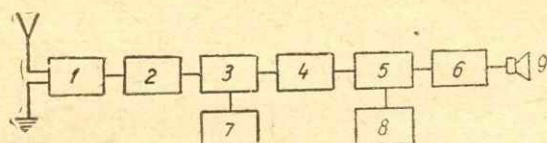


Fig. 24.

În fig. 24 este reprezentată schema bloc a unui radioreceptor de tip superheterodină: 1 — etajul de intrare (preselector), 2 — amplificator de radiofrecvență, 3 — etaj de amestec (primul detector), 4 — amplificator de frecvență intermediară, 5 — al doilea detector, 6 — amplificator audiofrecvență, 7 — primul oscilator (heterodină), 8 — al doilea oscilator (oscilatorul auxiliar), 9 — difuzor.

Sensibilitatea și selectivitatea ridicată a superheterodinei se datorește faptului, că amplificarea principală nu se produce pe frecvența semnalului, ci pe o frecvență fixă mult mai joasă, ceea ce permite să se construiască amplificatorul de frecvență intermediară cu sensibilitatea și banda de trecere dorită.

Rolul schimbătorului de frecvență este de a transforma tensiunea de radiofrecvență modulată (sau manipulată) a semnalului incident în tensiune de frecvență intermediară, fără a schimba frecvențele modulației și formele curbei.

Particularitatea caracteristică a superheterodinei este aceea că în afară de stația principală, pe a cărei undă este acordat receptorul, pe aceeași gradație a scalei se poate de asemenea recepționa și o stație de radio a cărei frecvență este mai mare cu dublul frecvenței intermediare (dacă frecvența oscilatorului local este superioară frecvenței semnalului recepționat) sau mai mică (dacă frecvența oscilatorului este inferioară frecvenței semnalului recepționat) decît frecvența stației principale recepționate.

Dacă nu s-ar lua măsurile corespunzătoare, aceste frecvențe — numite frecvențe imagine sau simetrice — pot produce perturbațiuni puternice, care vor îngreua simțitor recepția.

Pentru a înlătura perturbația frecvenței imagine, în receptorul superheterodină se prevede un dispozitiv de intrare. În afară de aceasta, perturbațiile imagine sînt atenuate și în etajele de amplificarea radiofrecvenței, care au circuitele acordate pe frecvența stației de radio recepționate.

În acest fel, pentru receptorul superheterodină mai trebuie adăugat încă un parametru: selectivitatea receptorului pe frecvențe imagine, despre care am mai amintit la capitolul „Caracteristicile fundamentale ale radioreceptoarelor”.

Selectivitatea receptorului pe frecvența imagine caracterizează mărimea atenuării perturbației simetrice, a cărei frecvență se deosebește cu de două ori valoarea frecvenței intermediare de frecvența stației de radio recepționate.

Scopul amplificatorului de frecvență intermediară (FI) este de a amplifica tensiunea obținută la ieșirea schimbătorului de frecvență, până la valoarea necesară pentru funcționarea normală a detectorului.

Amplificarea inițială în radiofrecvență este necesară pentru ridicarea nivelului semnalului deasupra nivelului zgomotelor interioare ale receptorului. Fără un astfel de amplificator superheterodina „face zgomot” puternic. La proiectarea superheterodinei, trebuie rezolvate patru probleme principale: 1. a alege frecvența intermediară, schema și datele amplificatorului de FI; 2. a alege schema și datele amplificatorului de RF; 3. a împărți amplificarea între elementele receptorului; 4. a alege schema schimbătorului de frecvență.

La alegerea FI, trebuie să ne conducem după următoarele considerente:

a) frecvența intermediară nu trebuie să se găsească în gama frecvențelor recepționate;

b) ea nu trebuie să fie apropiată de frecvența stațiilor de radio locale;

c) dacă FI este prea mare, atunci selectivitatea în banda dată va fi mică;

d) la frecvență intermediară foarte mică, apare pericolul perturbațiilor din partea frecvenței imagine, precum și a stațiilor care lu-

crează pe frecvențele $f_{osc} \pm \frac{1}{2} FI$; $f_{osc} \pm \frac{1}{3} FI$ etc. Aci f_{osc} este frecvența oscilatorului, iar FI este frecvența intermediară.

De obicei la receptoarele de unde scurte se folosește o frecvență intermediară $FI = 450...470$ kHz și $730...1600$ kHz.

În receptoarele de amatori de clasă superioară cu bandă îngustă de trecere, pentru obținerea unei selectivități mari pe canalul vecin și cel imagine, adeseori se folosește dubla schimbare de frecvență.

Schema bloc a unui astfel de receptor este reprezentată în fig. 25.

Aci 1 — dispozitivul de intrare, 2 — amplificator de radiofrecvență, 3 — primul etaj de amestec, 4 — amplificatorul primei (al celei mai înalte) frecvențe intermediare, 5 — al doilea etaj de amestec, 6 — amplificatorul celei de a doua frecvențe intermediare, 7 — detector, 8 — amplificator de audiofrecvență, 9 — primul oscilator, 10 — al doilea oscilator, 11 — al treilea oscilator, 12 — difuzor dinamic sau cască radio.

Prima frecvență intermediară se alege înaltă (de la 460 kHz până la 3...4 MHz), din care cauză se înlătură ușor perturbația cauzată de

frecvența imagine. A doua frecvență intermediară se ia relativ joasă (130...50 kHz).

La construirea receptoarelor cu dublă schimbare de frecvență este necesar ca armonicile oscilatorului al doilea, precum și frecvențele combinate ale oscilatoarelor receptorului, să nu se găsească în banda frecvențelor recepționate. Din această cauză receptoarele cu

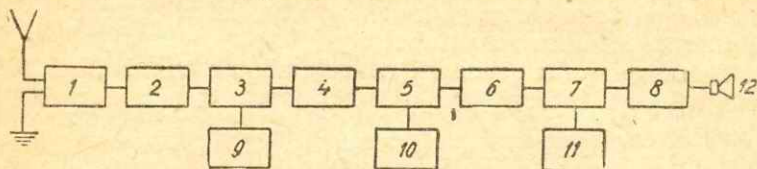


Fig. 25.

dublă schimbare de frecvență se fac mai ușor de bandă. Asemenea radioreceptoare dau rezultate foarte bune.

Atenuarea perturbațiilor simetrice și a altora, care produc în receptor frecvențe combinate apropiate de FI, poate fi realizată prin îmbunătățirea selectivității în etajele de radiofrecvență.

În receptoarele de unde scurte de tip superheterodină se folosesc de obicei de la unu la trei etaje de amplificare de radiofrecvență.

La repartizarea amplificării ne putem conduce după următoarele considerente: tensiunea necesară a semnalului la grila tubului final este determinată de puterea de ieșire și tipul tubului final.

Tensiunea de la intrarea detectorului este de dorit a se lua suficient de mare (3...10 V). Cunoșcând tensiunea frecvenței audio de la ieșirea detectorului, se poate calcula amplificarea necesară în audio frecvență.

Amplificarea de radiofrecvență nu trebuie să fie prea mare, întrucât la o amplificare mare la ieșirea schimbătorului de frecvență cresc tensiunile atit ale stației receptoare, cit și ale celei perturbatoare, ceea ce va duce la creșterea distorsiunilor încrucișate produse în schimbător. Vor crește de asemenea și perturbațiile stațiilor ce lucrează pe frecvențele $f_{osc} \pm \frac{1}{n} FI$ în care n este orice număr întreg.

Dar cu cit amplificarea de radiofrecvență este mai mare, cu atit se obține mai bun raportul față de zgomotele intericare ale receptorului. Din această cauză, în receptoarele de unde scurte destinate recepțiilor îndepărtate este de dorit să avem un buton separat pentru reglajul amplificării de radiofrecvență (RF).

Alegerea schemei schimbătorului de frecvență

Alegerea schemei schimbătorului de frecvență și a regimului de funcționare are o importanță foarte mare pentru obținerea unei bune funcționări a superheterodinei.

În receptoarele de radiodifuziune obișnuite, se folosește mult ca schimbător de frecvență tubul 6A8. Acest tub are o pantă de schimbare relativ mare S_{sch} și prin urmare o amplificare mare a etajului schimbător. Însă folosirea tubului 6A8 în receptoare de unde scurte nu poate fi recomandată, întrucît pe unde scurte funcționează nesatisfăcător. Cu el se obține fenomenul de întindere, iar în afară de aceasta, cu micșorarea lungimii de undă scade repede panta de schimbare și se micșorează rezistența de intrare a tubului.

Mult mai bine funcționează ca schimbător tubul 6SA7 (6A10). Pe unde scurte acest tub asigură o funcționare stabilă a receptorului și

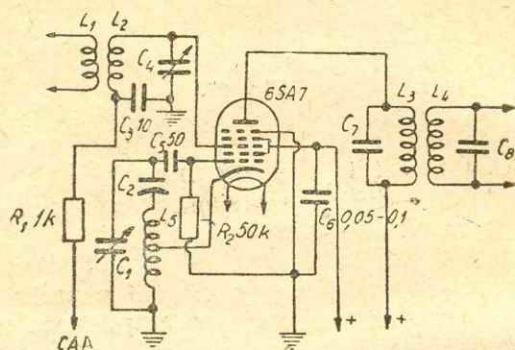


Fig. 26.

dependența minimă a frecvenței oscilatorului local în funcție de variațiile de tensiune de pe grila de comandă.

În schema schimbătorului de frecvență cu tub 6SA7 (fig. 26) se obțin rezultate mai bune cu oscilatorul local montat după schema „în trei puncte” cu anodul pus la pământ. Rolul anodului îl îndeplinește aici grila ecran, întrucît în tub nu există un alt electrod special, care să constituie anodul oscilatorului.

Rezultate deosebit de bune în ceea ce privește stabilitatea funcționării dau schimbătoarele cu oscilatoare separate. Aici se pot folosi ca tuburi de amestec 6J17, 6SA7 și 6A10C. Schemele schimbătorilor cu aceste tuburi sînt date în fig. 27 a, 27 b și 27 c.

În receptoarele economice de baterii se utilizează ca schimbător de frecvență tubul 1A1π. Schema de principiu a unui astfel de schimbător este dată în fig. 28.

În cazurile cînd FI se alege ridicată (1 000 kHz și mai mare) este de dorit să se folosească schimbarea pe o singură grilă (fig. 29 a și b) întrucît nivelul zgomotelor în acest caz devine minim.

Schema din fig. 29 a poate fi folosită pentru orice caz, iar schema dată în fig. 29 b, numai în receptoarele de bandă. Ca tub de amestec se poate folosi orice pentodă de radiofrecvență (3JX7, 6SJ7, 6K7, RV12P2 000 și altele). Rezultate mai bune dau pentodele de televiziune cu pantă mare — 6AC7, 1851 și altele.

La alegerea regimului tubului schimbător trebuie să se aibă în vedere următoarele: 1. este necesar un mare coeficient de amplificare; 2. un nivel scăzut al fluierăturilor de interferență și al distorsiunilor

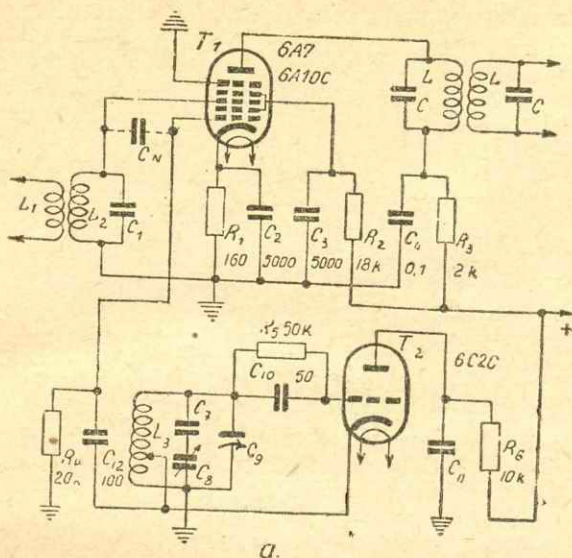


Fig. 27.

încrucișate; 3. un nivel scăzut al zgomotelor interioare în raport cu nivelul semnalului; 4. economie în privința folosirii energiei de la sursele de alimentare.

Condițiile enumerate mai sus se contrazic una pe alta. Din punct de vedere al obținerii distorsiunilor încrucișate minime și al fluierăturilor de interferență, tensiunea semnalului de la oscilator trebuie luată cât se poate de mică. În același timp pentru obținerea unei amplificări mari, această tensiune trebuie să fie cât se poate de mare. De asemenea pentru mărirea raportului nivelului semnalului, față de nivelul zgomotelor receptorului, tensiunea semnalului dat de oscilator trebuie să fie tot mare.

Panta de schimbare se calculează cu formula:

$$S_{sch} = \frac{S_{max} \cdot S_{min}}{4}$$

unde S_{max} este panta maximă, iar S_{min} este panta minimă a regimului ales (fig. 30).

Coeficientul de amplificare al schimbătorului se determină la fel ca și la amplificatorul de frecvență intermediară, însă în locul pantei S , în formulă se introduce panta de schimbare S_{sch} .

Pentru îmbunătățirea selectivității pe frecvența imaginii, precum și pentru mărirea sensibilității receptorului, în superheterodinele cu tuburi puține se folosește uneori în etajul schimbător reacția pozitivă. Calitatea pieselor și a montajului trebuie să fie în acest caz superioare. Noi însă socotim că într-un receptor de unde scurte pentru amatori,

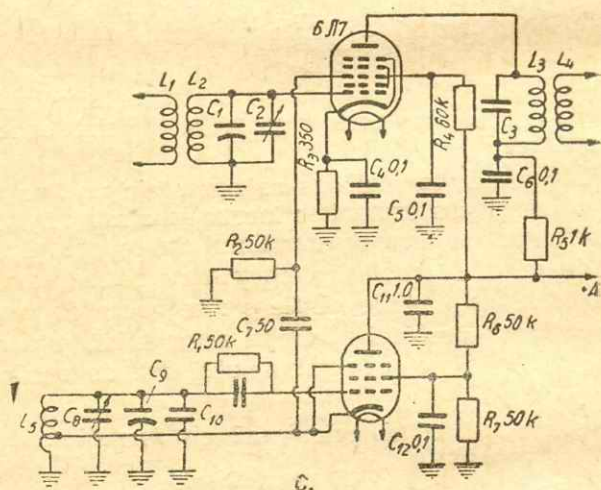
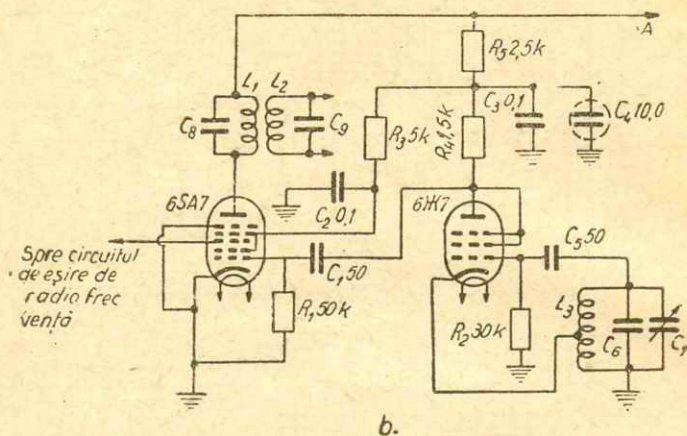


Fig. 27

a căruia stabilitate de funcționare trebuie să fie deosebit de ridicată, e necesar să evităm folosirea reacției pozitive în schimbător. Este mai indicat să se folosească amplificarea de radiofrecvență, care va da rezultate mai bune și este mai ușor de executat.

Alegerea schemei și stabilirea regimului de funcționare a oscila-
torului trebuie să se facă așa fel încât aceasta să oscileze în mod stabil

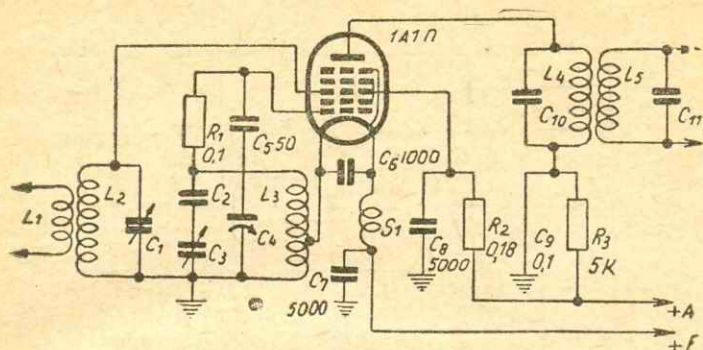


Fig. 28.

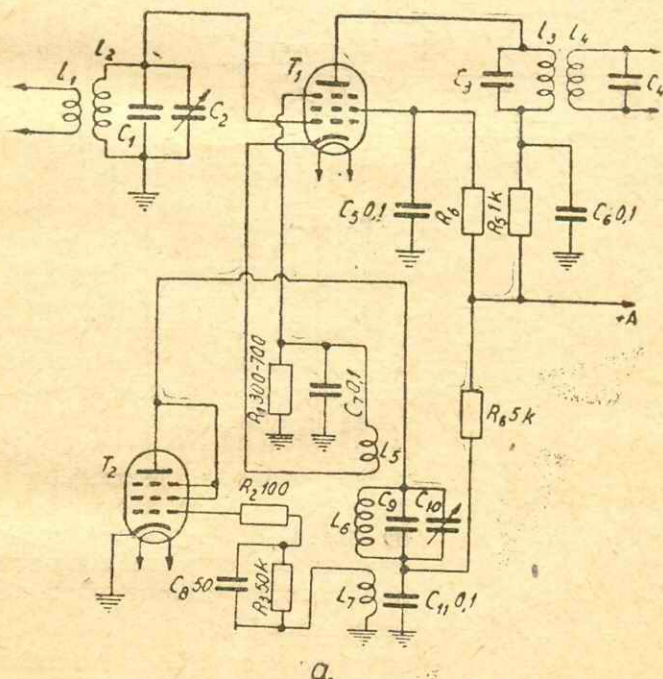


Fig. 29.

în gama de frecvențe dată și să dea o tensiune de oscilație suficientă
pentru funcționarea normală a tubului amestecător, să aibă un număr

minim de armonice și să genereze o frecvență suficient de stabilă. Inductanța și capacitatea circuitului oscilant al oscilatorului se aleg astfel ca să acopere gama de frecvențe dată și să permită acordul monobuton al receptorului.

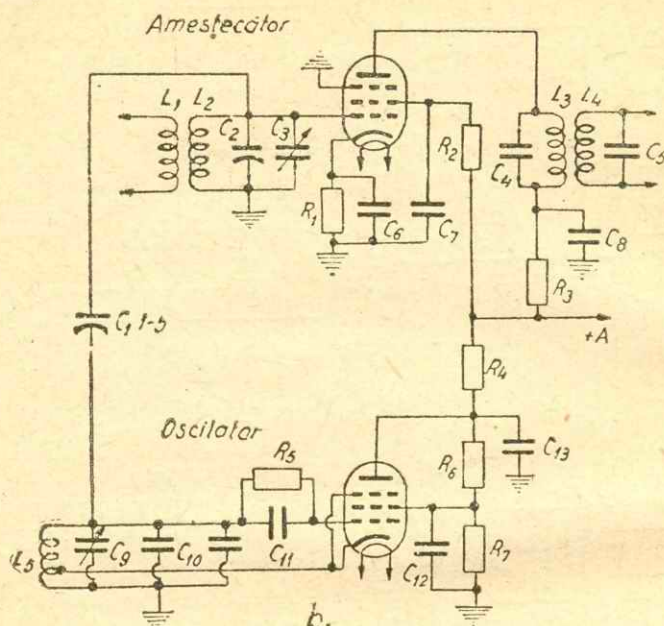


Fig. 29 b

Alinierea circuitelor

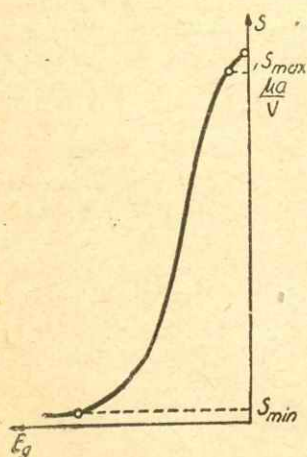


Fig. 30.

Pentru asigurarea unei sensibilități mari a receptorului în întreaga bandă de frecvențe și o selectivitate dată pe frecvența imagine, capacitățile condensatoarelor variabile de acord ale etajelor de radiofrecvență și ale oscilatorului, trebuie alese în așa fel ca la orice poziție a scalei de acord, diferența de acord a acestor circuite oscilante să reprezinte aproximativ aceeași mărime, egală cu frecvența intermediară aleasă. Această problemă se rezolvă cu ajutorul condensatoarelor speciale de corecție, legate în paralel și serie, la condensatorul de acord al circuitului oscilant al oscilatorului.

Capacitatea acestor condensatoare se calculează după formulele

respective, iar corecția finală a alinierii se face cu ajutorul unui condensator ajustabil cu capacitate redusă. Un astfel de procedeu dă un acord precis în trei puncte a fiecărei subgame: la începutul ei, la mijloc și la sfârșitul ei. În celelalte puncte ale gamei, diferența de acord ce se obține este atât de neînsemnată, încît practic receptoarele dau o selectivitate și sensibilitate completă pe întreaga gamă.

În fig. 31 sînt date cele mai folosite scheme de acord la o frecvență intermediară de 460 kHz, pentru gama de unde scurte, capacitatea condensatorului C_2 montat în serie (pader) este de 4500 pF, iar condensatorul C_3 montat în paralel (trimer) este de capacitate 5...30 pF.

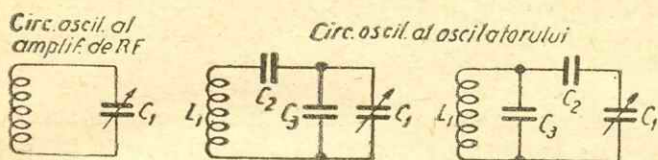


Fig. 31.

În receptoarele de bandă de amatori nu este absolut necesară o aliniere specială a circuitului oscilant al oscilatorului, deoarece la o acoperire atât de îngustă în bandă (1,03...1,06), diferența necesară a acordării circuitelor oscilante se păstrează.

La construirea receptorului cu extensie de bandă, acordarea necesară circuitelor de RF și oscilator, trebuie executată așa după cum se arată în subcapitolul „Extensia de bandă”.

Amplificatoare de frecvență intermediară

Ca amplificatoare de frecvență intermediară ale superheterodinei se folosesc cel mai des amplificatoarele de bandă. Curba de rezonanță a amplificatorului de bandă este apropiată ca formă de un dreptunghi ideal, adică un astfel de amplificator amplifică constant tensiunea unei anumite benzi de frecvență, însă dincolo de limitele acestei benzi amplificarea scade brusc.

Schemele amplificatoarelor de bandă sînt date în fig. 32 unde: a — etaj cu cuplaj direct al primului circuit oscilant al filtrului de bandă cu tubul; b — etaj cu cuplaj prin autotransformator și c — etaj cu cuplaj prin transformator.

Cînd primul circuit acordat al filtrului de bandă este cuplat direct cu tubul, amplificarea dată de etaj devine maximă, însă circuitul acordat este puternic șuntat de tub, ceea ce înrăutățește simțitor calitatea circuitului acordat și tot odată îi micșorează simțitor selectivitatea. În afară de aceasta, asemenea amplificatoare au tendință de autooscilație. Din această cauză, schemele cu cuplaj direct al circuitului acordat se folosesc numai în receptoarele superheterodine simple, care au numai un singur etaj de amplificare a frecvenței intermediare. În celelalte cazuri însă, se folosesc schemele cu cuplajul circuitului acordat

prin autotransformator, în care prin variația gradului de cuplaj, se poate alege ușor cuplajul cel mai convenabil al circuitului acordat cu tubul.

În amplificatoare de bandă, se pot satisface în mult mai mare măsură condițiile ce se contrazic reciproc : a unui grad redus de distorsiuni de frecvență și a unei selectivități mari. Spre deosebire de amplificatoare de rezonanță, ele se construiesc aproape exclusiv cu acordul fix.

Pentru amplificatoare de bandă se cer următoarele condiții : să aibă un mare coeficient de amplificare, o bună selectivitate, să producă distorsiuni minime, să fie stabili pe timpul funcționării, să fie stabili la acordare, economici, să aibă soliditate electrică și mecanică și în fine trebuie să fie simpli la acordare.

Coeficientul de amplificare a amplificatorului de bandă poate varia în limite largi : de la câteva zeci pînă la câteva sute de mii, în funcție de întrebuințarea amplificatorului. Amplificarea pe etaj poate fi de la 40 pînă la 120...140, în raport de tuburile folosite și frecvența de rezonanță.

La amplificările de bandă, se deosebesc distorsiuni de frecvență, de fază și neliniare.

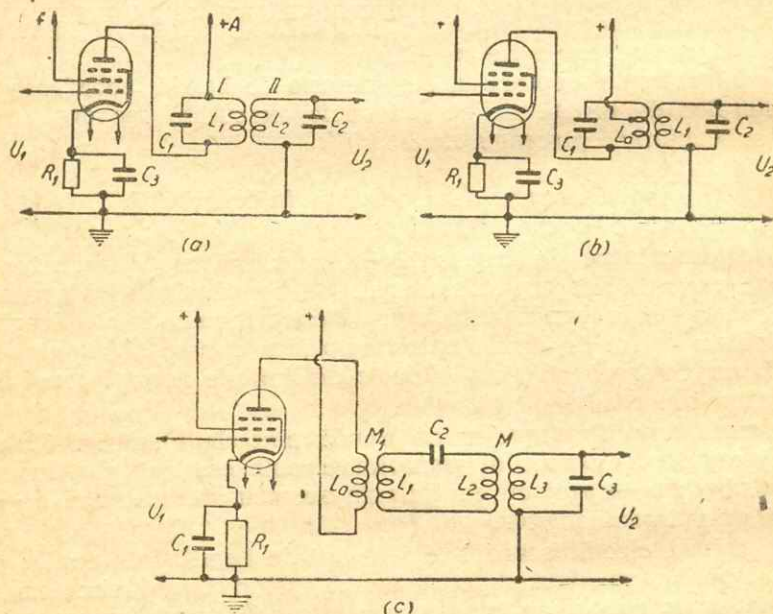


Fig. 32.

Gradul distorsiunilor de frecvență este caracterizat de banda de trecere și nivelul pentru care ea se calculează. Banda de trecere este unul din indicii principali ai filtrului de bandă. Lățimea ei depinde de întrebuințarea amplificatorului. Pentru receptoarele de unde scurte de

amatori, este de dorit să fie făcut un filtru cu bandă de trecere variabilă, reglabilă în limitele de la 100...150 Hz până la 5...7 kHz.

Distorsiunile neliniare din filtrele de bandă sînt de obicei mici, iar distorsiunile de fază pentru recepția după auz nu au importanță.

O condiție deosebit de importantă a amplificatoarelor de bandă este păstrarea formei corecte a curbei de rezonanță, în cazul înlocuirii tuburilor și variației tensiunilor de alimentare.

Considerații generale pentru alegerea pieselor amplificatorului de frecvență intermediară

Etapa cea mai importantă a calculului este alegerea corectă a capacității circuitelor acordate. A lua capacități prea mari nu este indicat, întrucît micșorează coeficientul de amplificare.

Nu se pot lua nici capacități prea mici, deoarece la înlocuirea tuburilor forma curbei de rezonanță se va deforma.

Capacitatea circuitelor acordate se determină din formula :

$$C = (1,25 \dots 2,5) \frac{FI}{\Delta f} \Delta C$$

în care : FI este frecvența intermediară ; f — lărgimea benzii de trecere (FI și Δf trebuind să fie exprimate în aceleași unități) ; $\Delta C \approx 0,2$ (C intr. + C eșire) și reprezintă circa 20% din suma capacităților de intrare și ieșire ale tubului.

În amplificatoarele de bandă ale receptoarelor de radiodifuziune, la care calitatea circuitelor acordate nu este prea ridicată, capacitățile se aleg între 100...200 pF. La receptoarele de unde scurte de amatori și profesionale, capacitatea condensatorului circuitului acordat este cuprinsă între 200...800 pF.

După ce capacitățile au fost calculate, se determină inductanța bobinelor oscilante ale transformatorilor :

$$L'(\mu H) = \frac{2,53 \cdot 10^{10}}{f_{(kHz)}^2 \cdot C_{(pF)}}$$

Calitatea bobinelor trebuie aleasă astfel încît curba de rezonanță a amplificatorului de bandă să aibă forma cea mai convenabilă apropiată de cea de dreptunghi. Calitatea cerută circuitelor acordate depinde de numărul lor total din amplificator.

Luînd pentru orientare un număr pereche de circuite acordate (transformatori FI) prin nivelul dat $\frac{K \text{ total min.}}{K \text{ total max.}}$ cu care se calculează banda de trecere, determinăm nivelul pe fiecare pereche de circuite acordate, folosindu-ne de formula :

$$\frac{K \text{ min.}}{K \text{ max.}} = \sqrt[n]{\frac{K \text{ total min.}}{K \text{ total max.}}}$$

De obicei se ia $\frac{K \text{ total min.}}{K \text{ total max.}} = 0,7$; n — numărul perechilor circuitelor acordate.

Mai departe, cu ajutorul graficelor (fig. 33, 34) se determină parametrii ajutători η și ξ , iar cu ajutorul lor se calculează amortizarea fiecărui circuit acordat :

$$d = \frac{4}{\xi \cdot \eta} \frac{\Delta f}{F I}$$

Pentru a obține o bandă mai îngustă și o selectivitate mare, trebuie folosite bobine de foarte bună calitate. Cuplajul dintre circuite trebuie să fie ales astfel, ca el să satisfacă concomitent două cerințe contradictorii : o bună selectivitate și banda de trecere dată. Astfel, la un cuplaj prea slab se obține o amplificare mică și o formă proastă a curbei de rezonanță, iar în cazul cuplajului prea strins curba de rezonanță ia o formă cu două cocoase, cu o șea mare la mijloc, ceea ce duce la micșorarea selectivității și mărirea distorsiunilor de frecvență.

Mărirea cea mai convenabilă a cuplajului trebuie aleasă practic la montarea receptorului.

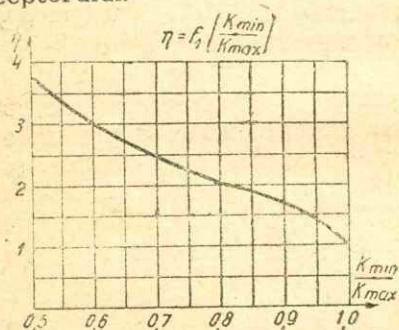


Fig. 33.

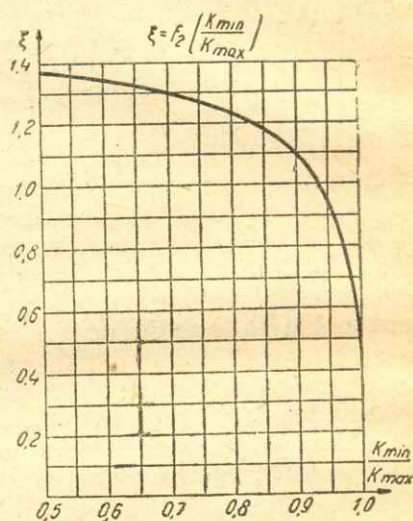


Fig. 34.

Alegînd cuplajul dintre circuitul acordat și circuitul anodic al tubului, trebuie luat în considerație că un cuplaj prea slab duce la o amplificare slabă a etajului, iar un cuplaj prea strins la o puternică deformare a curbei (în cazul variației tensiunilor de alimentare sau a schimbării tuburilor), la scăderea selectivității și funcționarea nestabilă a receptorului.

Conectarea directă a circuitului acordat se admite numai în cazul cînd se îndeplinesc concomitent condițiile :

$$\frac{Z_r}{R_i} < 0,25 \text{ și } \omega C_{og} \cdot S \cdot Z_r^2 < (0,18 \dots 0,32) \text{ unde}$$

Z_r — impedanța de rezonanță a circuitului, în Ω ; R_i — rezistența interioară a tubului în Ω ; S — panta tubului în $\frac{A}{V}$; C_{og} — capacitatea dintre grilă și anodul tubului, în pF.

Prima condiție este de a asigura o selectivitate ridicată a circuitelor acordate; a doua, ca amplificatorul să nu intre în autooscilație. Dacă cel puțin una din aceste condiții nu este îndeplinită, atunci trebuie ales cuplajul dintre tub și circuitul acordat fie prin transformator, fie prin autotransformator.

La conectarea prin transformator, frecvența proprie a circuitului acordat din circuitul anodic, format din bobina L și capacitatea formată din capacitatea proprie a bobinei L_a , capacitatea de esire a tubului și capacitățile montajului, trebuie să difere de 2...3 ori de frecvența de rezonanță a acordului amplificatorului.

Cînd tubul și circuitul acordat sînt cuplate prin autotransformator de frecvențe pînă la 100...130 kHz, în circuitul anodic al tubului se conectează obișnuit de la $1/3$ pînă la $1/2$ din bobina circuitului acordat, iar la frecvențele mult mai mari, de la $1/2$ pînă la $3/4$.

Scheme cu bandă de trecere variabilă

Pentru a se obține o bandă de trecere variabilă, una din bobinele fiecăruia sau numai a unora din filtrele amplificatorului de frecvență intermediară, se construiește mobilă. La apropierea bobinelor, ca urmare a măririi cuplajului, banda de trecere a amplificatorului se va lărgi, iar la depărtarea bobinelor se va îngusta.

Deoarece din punct de vedere constructiv este greu a se realiza o bobină mobilă, se recurge la alt sistem. Cu ajutorul unui comutator se conectează bobina suplimentară L_3 (Fig. 35 a).

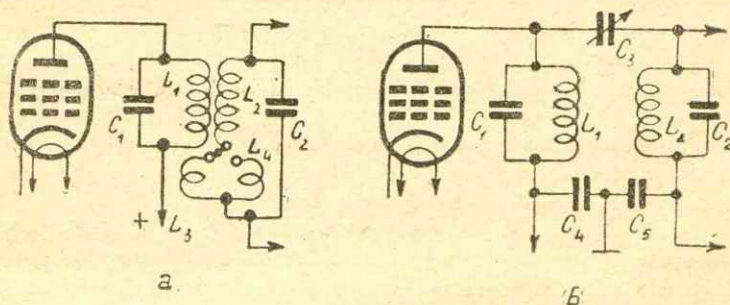


Fig. 35.

Bobina este executată cu același conductor ca și celelalte bobine și are 3...10 spire. Prin legarea ei în serie cu bobina L_2 cuplajul se mărește și, prin adunare, banda se lărgeste.

Bobina L_4 compensează modificarea inductanței totale a circuitului $L_2 C_2$.

Numărul de spire al bobinei L_4 este aproximativ același ca și al bobinei L_3 .

Ea se montează lingă bobina L_2 .

În figura 35 b, este dată o schemă în care cuplajul capacitiv al fil-

trului de bandă poate varia între limite largi, cu ajutorul condensatorului variabil C_3 cu o capacitate maximă de 30...50 pF.

Prin aceasta se obține o variație lină a benzii de trecere.

Selectivitatea amplificatorului de frecvență intermediară, poate fi mărită folosindu-se amplificatoare cu filtre electrice în cascadă (fig. 36) în locul celor de bandă obișnuite.

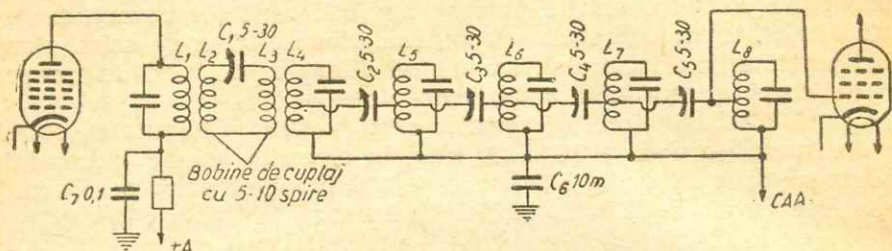


Fig. 36.

Un filtru electric în cascadă reprezintă un sistem de circuite acordate cuplate. El se deosebește de filtrul de bandă obișnuit numai prin aceea că are mai mult de două circuite acordate cuplate.

La executarea unui asemenea filtru, se pot folosi circuitele acordate de la orice transformator de frecvență intermediară, sau orice alte circuite acordate pe FI. Cuplajul circuitelor acordate este cel mai comod să-l facem capacitiv, folosind drept condensator de cuplaj un trimer de capacitate 5...30 pF. Pentru realizarea cuplajului, circuitele acordate se prevăd cu prize de la aproximativ a treia parte a spirelor de la capătul pus la masă.

Pentru filtru, cel mai bine este să se ia 5...8 circuite acordate. Filtrul electric în cascadă se leagă de obicei în circuitul anodic al schimbătorului de frecvență.

Pentru mărirea sensibilității și selectivității receptorului, la superheterodinele cu tuburi puține, se întrebuintează uneori reacția pozitivă. Cîteva scheme de conectarea reacției sînt date în fig. 37. Schema cu reacția în circuitul catodului (fig. 37 a) este simplă și folosită des de amatori. Schema dată în fig. 37 b, este mai complicată, însă se execută mai ușor și este mai stabilă în funcționare. Bobina de reacție L5 are 20...25 spire.

Dezavantajul principal al receptoarelor cu reacție pozitivă în etajul amplificatorului de frecvență intermediară, este instabilitatea funcționării lor. Cea mai mică variație a tensiunilor de alimentare duce la schimbarea bruscă a formei curbei de rezonanță și a coeficientului de amplificare, pînă la autooscilație.

În afară de aceasta, folosirea reacției produce mari distorsiuni de frecvență la recepționarea stațiilor în telefonie.

O schemă interesantă a etajului amplificatorului FI este aceea în care se folosește concomitent reacția pozitivă și cea negativă (Fig. 38). Reacția negativă se face în circuitul catodului prin căderea tensiunii

FI pe rezistența R_2 . Reacția pozitivă este cuplată după schema obișnuită (bobina L). La reglajul etajului, reacția pozitivă trebuie stabilită în așa fel încât valoarea FI să compenseze în întregime pe cea negativă, dar să nu o depășească. În acest caz stabilitatea funcționării amplificatorului pe frecvența de rezonanță nu variază, însă selectivitatea lui va crește simțitor.

În acest fel se poate obține ușor un factor de calitate a circuitului de acord de ordinul 1 000, la o funcționare bună și stabilă a amplificatorului. O sporire în continuare a reacției pozitive nu este de dorit, întrucât deși prin aceasta se mărește sensibilitatea și selectivitatea receptorului, în același timp însă se micșorează stabilitatea. Rezultate deosebit de bune dă această schemă la recepția stațiilor în telegrafie.

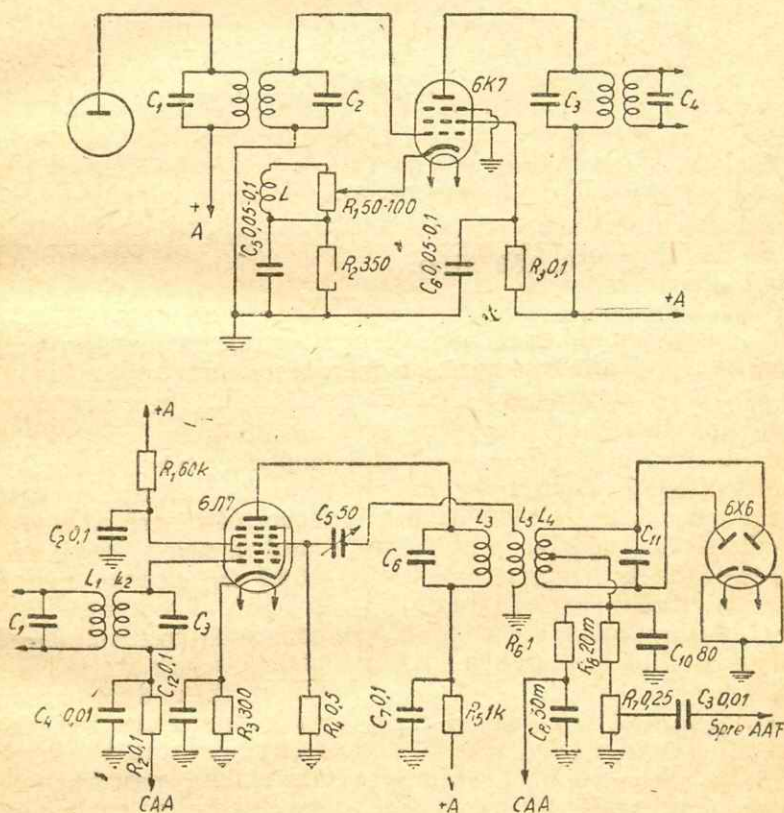


Fig. 37.

Selectivitatea receptorului poate fi mărită simțitor, folosindu-se în amplificatoarele de FI numai reacția negativă. În acest scop în circuitul catodic al tubului se introduc două circuite acordate, unul dintre ele acordându-se pe o frecvență mai mare ca FI, iar celălalt pe o frec-

vență mai mică (fig. 39). Diferența acordurilor acestor circuite va determina banda de trecere a receptorului. Variind în același timp în sensuri diferite acordurile acestor circuite, se poate schimba banda de trecere a receptorului.

Această schemă dă rezultate bune atât la recepționarea stațiilor

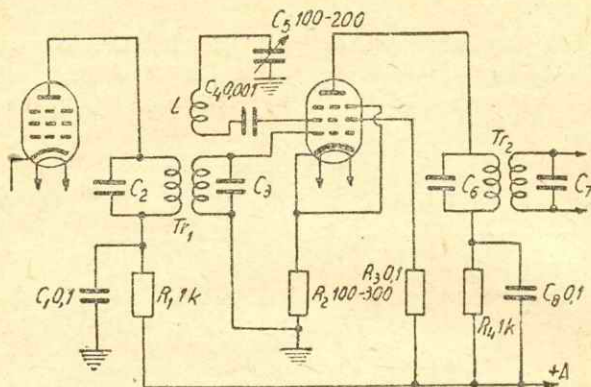


Fig. 38.

telegrafice, cât și a celor telefonice. Ea trebuie folosită la frecvență intermediară joasă (50...100 kHz).

Filtre cu cuarț

Pentru obținerea unei benzi înguste „telegrafice“, în amplificatorul de frecvență intermediară, se introduce un filtru cu cuarț.

Filtrul cu cuarț asigură o bandă de 100...300 Hz, cu o foarte mare

selectivitate, ceea ce reduce simțitor orice fel de paraziți și îmbunătățește foarte mult raportul dintre nivelul semnalului și nivelul zgomotului. În afară de aceasta, ceea ce este foarte important, filtrul de cuarț dă posibilitatea să se „taie“ ușor stația perturbătoare, chiar dacă frecvența ei diferă cu câteva zeci de Hz de frecvența stației recepționate, iar nivelul perturbației depășește nivelul semnalului util.

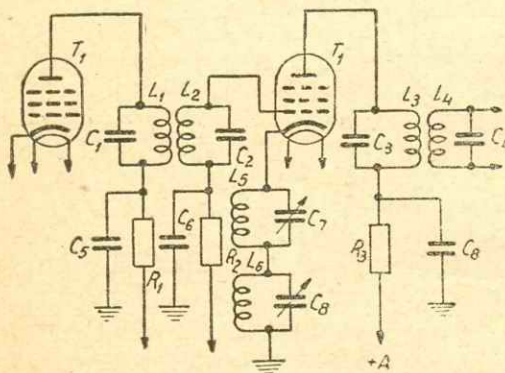


Fig. 39.

Elementul principal al filtrului cu cuarț este plăcuța tăiată din cristalul de cuarț. Pentru nevoile amatorilor se poate folosi orice cuarț care are frecvența de rezonanță necesară și nu prezintă curburi (cocoase) laterale, de exemplu în limita ± 30 kHz de la frecvența de rezonanță.

În dispozitivele de recepție au căpătat o răspindire foarte mare

montăjele filtrului de cuarț în punte ; o astfel de schemă este dată în fig. 40. Capacitatea condensatorului de echilibrare C se alege așa fel, încît curentul ce trece prin el în circuitul de sarcină să compenseze curentul ce trece prin capacitatea legată în paralel cu cristalul și care este formată din capacitatea suportului cristalului și a montajului. Capătul A se ia exact din mijlocul condensatoarelor C_2 și se pune la masă. Condensatorul C este de preferat să fie un condensator variabil cu dielectric aer, avînd o capacitate de la 5 la 20...30 pF.

În figura 41 a și b, se arată influența capacității condensatorului de echilibrare asupra rezistenței totale a circuitului cuarțului și asupra formei curbei de rezonanță. Curenții ce trec prin circuitul cuarțului și circuitul condensatorului de echilibrare, se găsesc în contra fază și deci se vor scădea unul din celălalt. Din această cauză, în punctul de intersecție a curbelor f'_2 conductivitatea schemei va fi egală cu zero, adică frecvența f'_2 va fi frecvența de tăiere a filtrului. Prin variația capacității condensatorului, curba C începe să urce sau să coboare, din care cauză începe să varieze și frecvența de tăiere, astfel că ea va

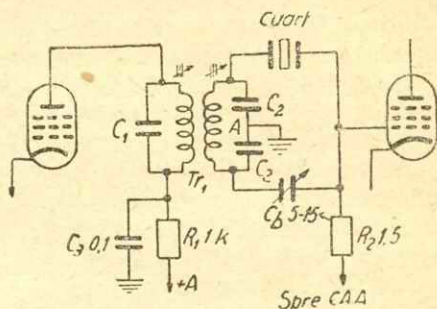


Fig. 40.

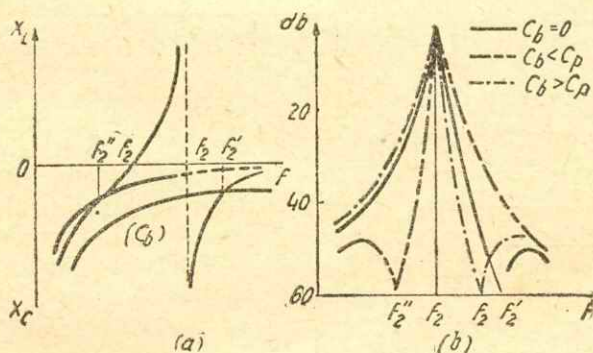


Fig. 41.

fi mai mare sau mai jos de frecvența de rezonanță cu atît cu cît capacitatea condensatorului C este mai mare sau mai mică decît capacitatea necesară pentru echilibrare.

În acest fel schimbînd capacitatea condensatorului de echilibrare, noi vom putea stabili punctul f'_2 pe stația perturbatoare, iar prin aceasta vom „tăia” aproape în întregime perturbația.

Reglarea lățimii benzii se face prin variația formei curbei de rezo-

nanță (fig. 42), ceea ce se poate obține prin dezacordarea filtrului. Aceasta se obține în primul rând prin dezacordarea ramurei paralele $L_2 C_2$ (fig. 43, a și b), iar în al doilea rând prin legarea de rezistențe în serie cu una din înfășurările transformatorului de frecvență intermediară (fig. 43, c).

În primul caz, cea mai largă bandă se obține prin acordarea la rezonanță a circuitului acordat paralel al filtrului. Printr-o mică dezacordare a circuitelor acordate, banda se îngustează, iar amplificarea crește din cauza micșorării pierderilor introduse de circuitele acordate în circuitul cuarțului.

În al doilea caz, banda se îngustează odată cu introducerea în circuitul acordat a rezistenței, iar amplificarea scade mult.

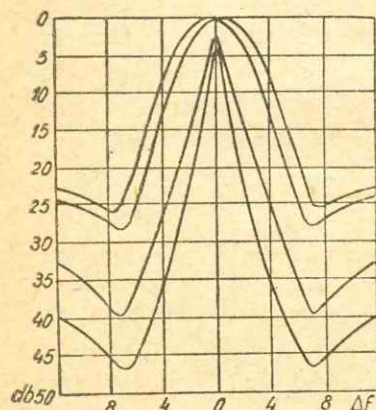


Fig. 42.

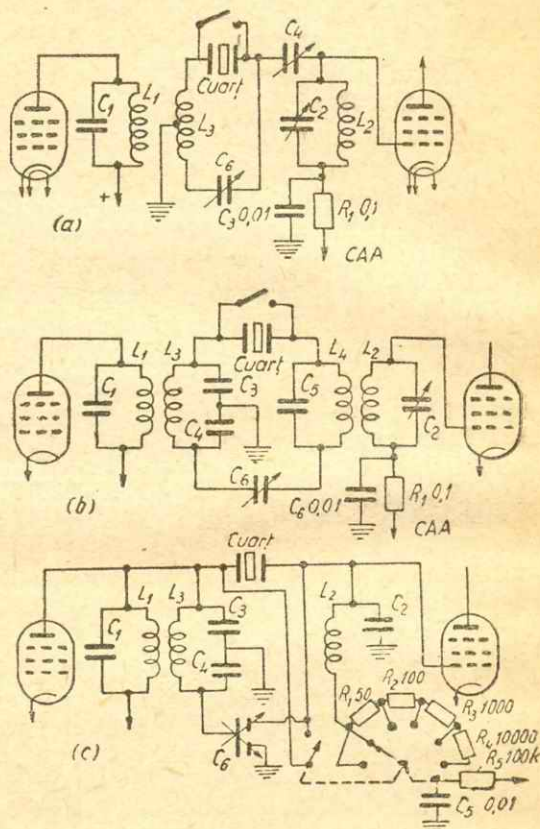


Fig. 43.

Prin ambele procedee de reglaj, se poate obține o variație a benzii în mod continuu sau în salturi, în limita de la câțiva kHz până la 100...200 kHz.

În execuția filtrului, trebuie acordată o deosebită atenție calităților pieselor lui componente.

Recepția monosemnal

În receptoarele cu filtru de cuarț, se poate obține ușor o recepție monosemnal. Esența lui constă în aceea că pe timpul acordării pe frecvența unei stații, la început (ca și la un receptor obișnuit), noi auzim

semnalul cu un ton ridicat al bătailor, care apoi scad treptat pînă la zero, iar după bătăile nule stația dispăre.

În acest fel în receptorul cu filtru cu cuarț se aude numai o singură bandă laterală a bătailor.

La parcurgerea gamei în sens contrar, stația apare brusc și cu toată tăria chiar de la început.

În receptoarele cu filtru cu cuarț, se obține o recepție monosemnal aproape completă prin așezarea frecvenței de tăiere pe a doua bandă laterală. În afară de aceasta, frecvența imagine a bătailor slăbită din cauza benzii înguste, va fi acum tăiată în întregime.

Schimbînd frecvența oscilatorului al doilea și capacitatea condensatorului de echilibrare, se poate muta recepția monosemnal de pe o parte laterală a stației recepționate pe alta, prin care deseori reușim a micșora interferențele.

Controlul (reglajul) automat al amplificării (CAA)

Rolul CAA este să mențină aproximativ constant nivelul tensiunii de la ieșirea dispozitivului de recepție, la variații importante ale tensiunii de la intrarea lui.

Schema unui CAA simplu este dată în fig. 44. Tensiunea semnalului incident, redresată de detector, se aplică pe grilele de comandă ale tuburilor etajelor reglate.

Coefficientul de amplificare al receptorului, K , poate fi exprimat astfel: $K = K_1 \cdot K_2 \cdot K_3 \dots = S_1 \cdot Z_{0e1} \cdot C_2 \cdot Z_{0e2} \cdot S_3 \cdot Z_{0e3} \dots = A \cdot S_1 \cdot S_2 \cdot S_3 \dots$, în care: K_1 este coeficientul de amplificare al primului etaj, S_1 este panta tubului primului etaj etc.

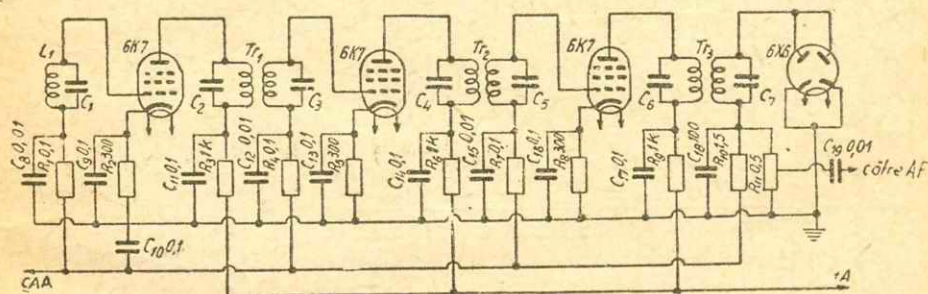


Fig. 44.

Practic se folosesc citeva scheme diferite de CAA. Cea mai simplă schemă de C.A.A., prezentată în fig. 44, are un dezavantaj esențial. În ea reglajul amplificării se face la orice nivel al semnalului de intrare, din care cauză chiar la un semnal slab, sensibilitatea receptorului este deja mult coborîtă din cauza acțiunii C.A.A., ceea ce desigur nu este de dorit. Asemenea schemă poartă denumirea de C.A.A. simplu (fără întârziere).

Rezultate mai bune dau schemele C.A.A. denumite impropriu „cu întârziere” (fig. 45, 46, 47).

Dioda din stînga tubului 6 X 6 din schemă (fig. 45 și 46) folosește ca al doilea detector al recepției, iar cea din dreapta ca detector separat

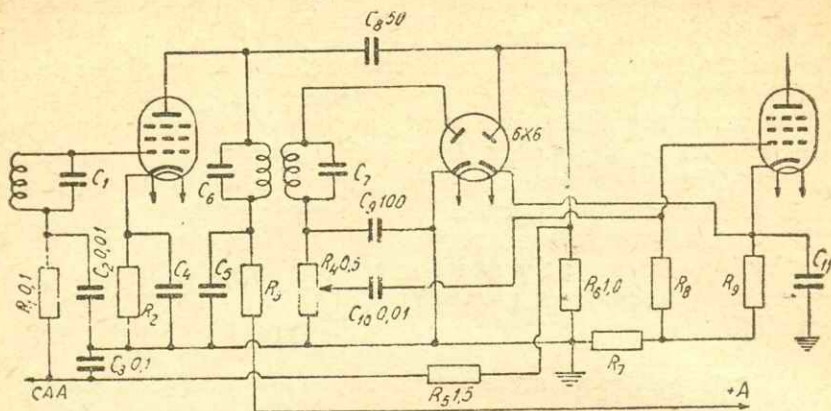


Fig. 45.

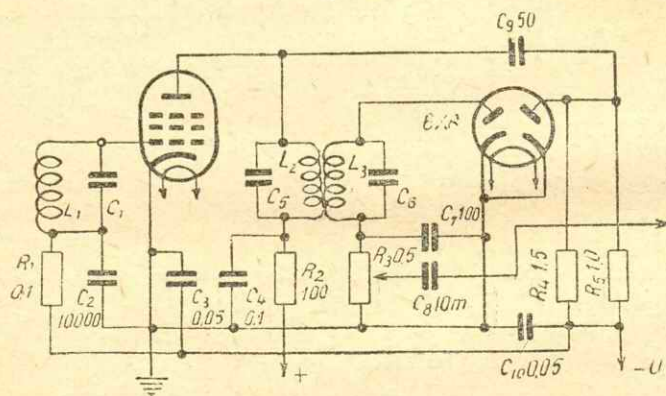


Fig. 46.

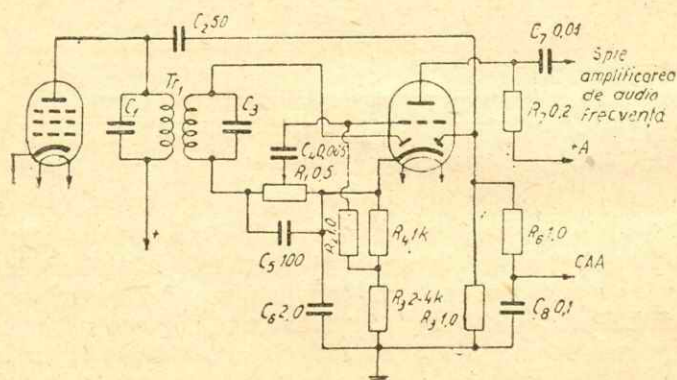


Fig. 47.

pentru C.A.A. Folosirea detectorului separat pentru sistemul C.A.A. permite micșorarea distorsiunilor neliniare și, în afară de aceasta, face schema mai comodă.

Catodul diodei din dreapta este alimentat cu o oarecare tensiune pozitivă, care se numește tensiune de întârziere. Până când tensiunea semnalului aplicat diodei, nu depășește tensiunea de întârziere, dioda este blocată și sistemul C.A.A. nu lucrează. Numai când tensiunea semnalului aplicat diodei depășește tensiunea de întârziere, dioda se deblochează

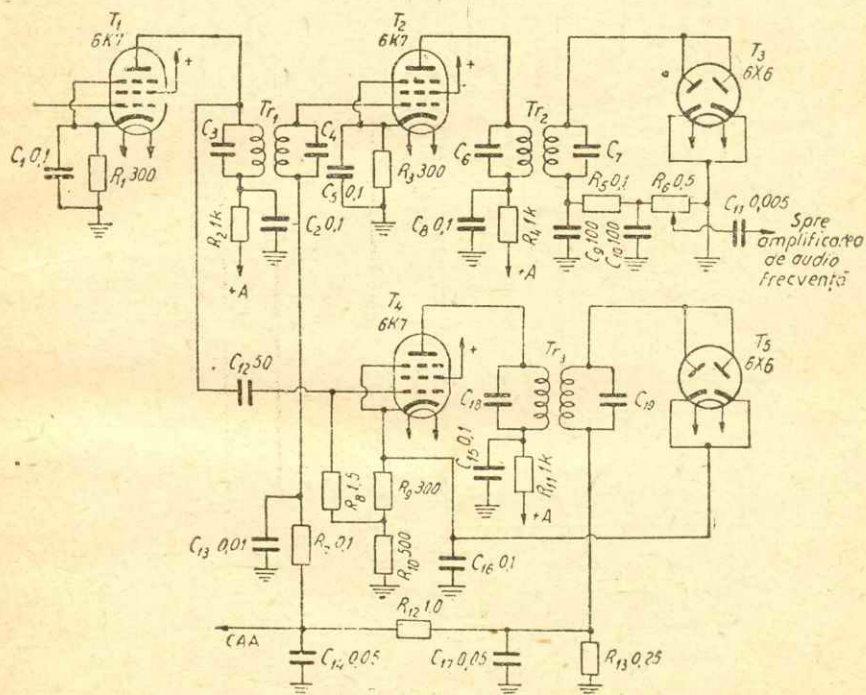


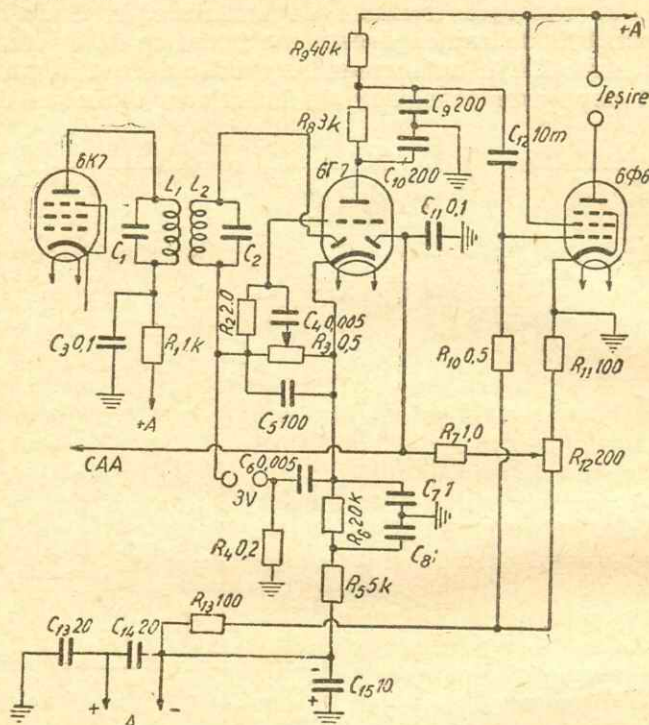
Fig. 48 a

și curentul detectat, care trece prin rezistența R_6 (fig. 45) creează în ea tensiunea de comandă. În acest fel, la semnale slabe sensibilitatea receptorului crește la maximum.

În cazul când tensiunea de întârziere necesară pentru lucrul normal al sistemului C.A.A. devine egală cu tensiunea de negativare cu care se alimentează grilele tuburilor comandate, se poate folosi schema din fig. 47. După principiul de funcționare ea nu se deosebește cu nimic de schema precedentă. Datorită însă faptului că în această schemă dioda C.A.A. este alimentată cu minusul tensiunii de întârziere, care în același timp este aplicată și grilelor tuburilor comandate, dispăre necesitatea de a negativa pe acestea din urmă cu o altă tensiune.

În schema din fig. 47 se utilizează un tub 6r2 sau 6r7.

În cazul cind tensiunea luată de la detector este insuficientă pentru reglaj, se folosește schema C.A.A. „amplificat” cu întârziere (fig. 48 a și b). În prima schemă amplificarea suplimentară se face pe FI prin folosirea unui etaj suplimentar de amplificare. Tensiunea de frecvență in-



-Fig. 48 b

termediară pentru CAA se aplică la o diodă separată, se redresează și apoi intră la grilele tuburilor reglate.

În a doua schemă amplificarea se face asupra curentului continuu, iar ca amplificator se folosește tubul primului etaj al amplificatorului de audiofrecvență.

În calculul CAA sînt date două mărimi :

$$\frac{U_{\text{intr. max.}}}{U_{\text{intr. min.}}} = m \text{ și } \frac{U_{\text{ieșire max.}}}{U_{\text{ieșire min.}}} = p.$$

Calculul este bine să înceapă cu determinarea variației amplificării pe care trebuie să o dea CAA :

$$\frac{K_{\text{max}}}{K_{\text{min.}}} = \frac{m}{p}$$

Construim pentru tuburile folosite curba $\sigma = S_1 \cdot S_2 \cdot S_3 \dots S_p = f(E_g)$ unde E_g este tensiunea de negativare de la grilele de comandă. Apoi

luindu-se ca negativare de plecare $E_{go} \approx 3 \text{ V}$, determinăm pentru această negativare $\sigma_{\text{total max}}$. După aceasta găsim $\sigma_{\text{total min}}$.

$$\sigma_{\text{total min}} = \frac{\sigma_{\text{total max}}}{\frac{m}{p}}$$

Pe curba din fig. 49 determinăm mărimile $E_{g \max}$ și $\Delta U_p = E_{g \max} - E_{go}$, unde ΔU_p este tensiunea reglată, produsă de CCA, iar $E_{g \max}$ este negativarea maximă corespunzătoare amplificării minime a receptorului ($K_{\min}$).

Tensiunea de întârziere :

$$E_3 = \frac{\Delta U_p}{p-1}$$

Tensiunea alternativă minimă de la intrarea detectorului CAA :

$$U_{md \min} = E_3 = \frac{\Delta U_p}{p-1}$$

iar cea maximă :

$$U_{md \max} = E_3 + \Delta U_p$$

În cazul că la tensiunea de intrare dată nu se poate asigura la intrarea detectorului tensiunea FI necesară pentru reglaj, trebuie mărit numărul etapelor reglatoare, sau folosit CAA amplificat, al cărui calcul este analog celui dat, însă cu considerarea particularității schemei folosite.

Datele elementelor circuitului de filtraj R_f și C_f se determină din condiția ca constanta de timp τ pentru lucrul în telefonie să reprezinte $0,05 \dots 0,2 \text{ s.}$, iar pentru telegrafie $0,1 \dots 1 \text{ s.}$

$$\tau = R.C.$$

unde τ este dat în s., R în Ω și C în μF .

Măsurile împotriva perturbațiilor (paraziților)

Factorul principal, care determină tensiunea minimă a cîmpului necesară unei recepții satisfăcătoare, este diversitatea paraziților. Paraziții pot fi : industriali, atmosferici și de la zgomotele interioare ale radioreceptorului.

După caracterul lor, paraziții de toate felurile pot fi împărțiți în două grupe : periodici sau continui și impulsuri parazite.

Paraziții industriali au de obicei un caracter de impulsuri.

Paraziții atmosferici pot fi de ambele feluri. Zgomotele interioare se referă totdeauna la tipul de paraziți continui.

În cazul recepției în orașele mari, tensiunea minimă a cîmpului electromagnetic este determinată în principal de nivelul paraziților indus-

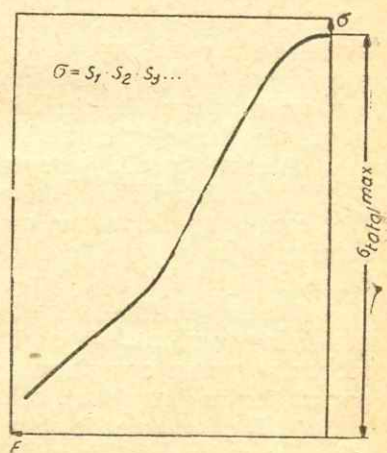


Fig. 49.

triali. La țară, pe undele mai lungi de 20 m, rolul principal îl joacă para-
ziții atmosferici, iar pe undele mai scurte de 20 m tensiunea necesară
a cimpului este determinată în special de zgomotele interioare ale re-
ceptorului.

La proiectarea unei stații de radiorecepție, trebuie să alegem
schema receptorului și antena în așa fel încât să se asigure calitatea
recepției, prin obținerea unei sensibilități maxime și reducerea la mi-
nimum a tuturor paraziților.

Lupta contra paraziților industriali și atmosferici

De obicei, paraziții industriali se propaga mai mult la suprafața pământului și acoperișurilor clădirilor. O dată cu depărtarea de pământ, nivelul paraziților scade repede, iar la înălțimea de 30...40 m paraziții industriali devin foarte slabi. Din această cauză, pentru a lupta împotriva paraziților, în marile orașe trebuiesc folosite antene speciale antiparazite (vezi descrierea lor la subcapitolul „Antene simple antiparazite, pentru unde scurte”).

Paraziții periodici sau continui pot fi considerați ca semnalele unui emițător, care radiază în același timp toate frecvențele de la zero la infinit, în măsură mai mult sau mai puțin egală. Prin urmare, lupta cu astfel de paraziți trebuie dusă în sensul limitării benzii de trecere a radioreceptorului. Această măsură este deosebit de eficace la lucrul amatorilor în telegrafie, când emisia se face cu oscilații întreținute pure, iar viteza de lucru este mică.

Paraziții produși de sistemele de aprindere ale motoarelor cu ardere internă, aparatele telefonice automate și BC, descărcări electrice etc. constituie impulsuri electrice, a căror durată nu depășește 0,001 s. Amplitudinea acestor paraziți este mai mare adeseori de 15...20 ori decât nivelul semnalului, iar recepția devine cu totul imposibilă.

Există diferite scheme, care înlătură impulsurile parazitare. Cele mai bune rezultate se obțin cu schemele care acționează pe etajul detector al receptorului sau imediat după el. După caracterul atenuării paraziților de impulsuri, schemele pot fi împărțite în următoarele grupe:

1. Limitatoare de paraziți, adică scheme ce micșorează amplitudinea paraziților până la nivelul celei mai mari amplitudini a semnalului.
2. Scheme care reduc până la zero tensiunea totală atât a paraziților cât și a semnalului la ieșirea receptorului, în momentul acționării paraziților.
3. Scheme care aduc tensiunea paraziților la mărimea pe care o avea tensiunea semnalului, în momentul apariției paraziților.

Limitatoarele de paraziți acționează mult mai eficace la recepția stațiilor telegrafice. Schema celui mai simplu limitator cu reglaj manual al pragului la limitare este dată în fig. 50. Aici prima diodă funcționează ca al doilea detector al receptorului, iar a doua servește la limitare. Reglajul pragului de limitare se face cu ajutorul potențiometrului R_3 prin aplicarea tensiunii negative pe anodul diodei a doua.

Procesul de limitare se produce în felul următor : curentul de frecvență intermediară, redresat de prima diodă, produce la bornele rezistenței de sarcină $R_1 + R_2$ o d.d.p al cărui minus se află în partea circuitului acordat, iar plusul în partea catodului diodei. Prin creșterea tensiunii de la circuitul acordat L_2 C_5 și atingerea amplitudinii pină la valoarea tensiunii negative la anodul diodei a doua, aceasta din urmă va

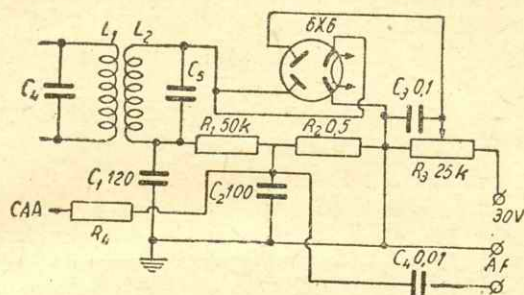


Fig. 50.

conduce, iar curentul redresat de ea va trece prin același circuit al sarcinii, însă în sens contrar curentului primei diode.

Întrucit legea variației intensității curentului în funcție de tensiune pentru diode este aceeași, curentul total din circuit, egal cu diferența lor, prin creșterea mai departe a tensiunii alternative de la bor-

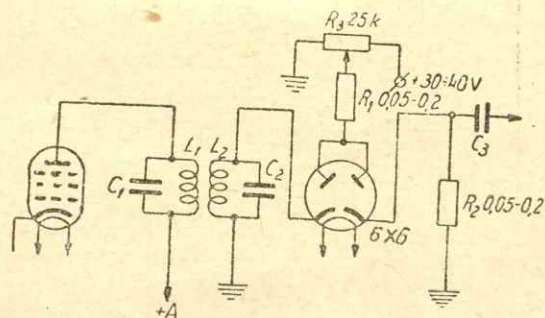


Fig. 51.

nele circuitului acordat, după ce dioda a doua va conduce, nu va varia și prin urmare nu va varia nici tensiunea pe rezistența de sarcină, adică amplitudinea lui va fi limitată.

În fig. 51 este dată schema care permite să se limiteze amplitudinea ambelor semiperioade ale tensiunii alternative. Această schemă poate fi folosită cu succes atât în partea de radiofrecvență, cât și în cea de audiofrecvență a receptorului.

Schemele limitatoarelor cu pragul de limitare constant în timp, nu pot avea efect mare de înăbușire a paraziților în cazul recepției în tele-

fonie. În acest caz, folosirea lor poate fi justificată numai prin extraordinara lor simplitate.

Schemele grupei a doua dau rezultate mult mai bune la recepția semnalelor telefonice. Cea mai simplă schemă de înăbușire prin tăierea

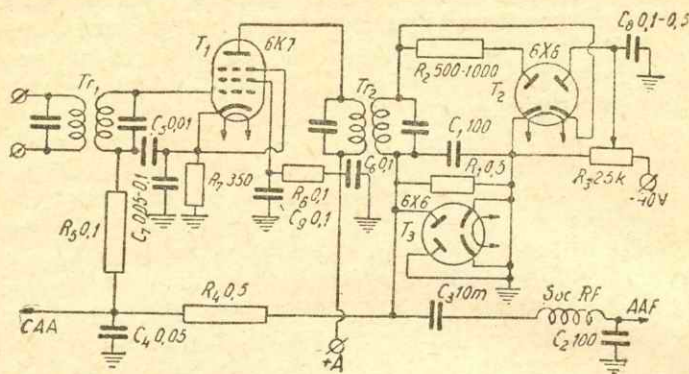


Fig. 52.

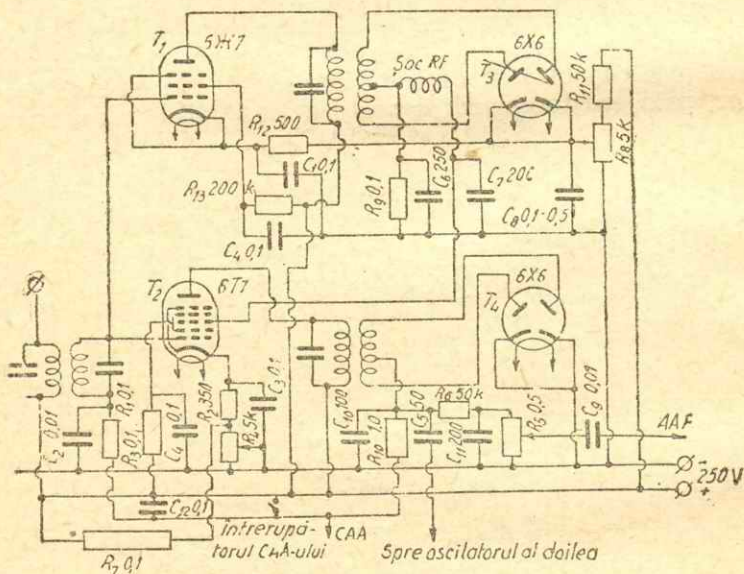


Fig. 53.

paraziților este dată în fig. 52. Ea se deosebește de schema dată în fig. 51 numai prin introducerea rezistenței suplimentare R_2 în circuitul diodei detectoare.

Ca urmare a introducerii acestei rezistențe randamentul diodei detectoare devine mai mic decât al diodei a doua. Din această cauză, prin

schimbarea amplitudinei tensiunii la circuitul acordat (tensiunea la anodul diodei a doua), creșterea curentului ce trece prin dioda doua se va face mai repede decât prin prima. În acest fel, curentul rezultat în circuit și deci și tensiunea la bornele rezistenței de sarcină se va micșora la creșterea mai departe a tensiunii în circuitul acordat.

Din această cauză, când tensiunea paraziților depășește simțitor tensiunea semnalului, tensiunea de la bornele rezistenței de sarcină va fi egală cu zero, iar perturbația va fi tăiată. La o valoare mare a impulsului paraziților, tensiunea de la bornele rezistenței de sarcină poate nu numai să scadă până la zero, dar și să-și schimbe semnul.

Pentru ca pe rezistența R_1 să nu apară o tensiune pozitivă în raport cu pământul pe timpul paraziților de impuls, în schemă este introdusă o duodiodă suplimentară 6×6 (T_3), care închide potențialul pozitiv în momentul în care el apare.

Introducerea rezistenței R_2 în serie, micșorează randamentul detectorului.

Schema limitatorului din fig. 53 cuprinde un etaj auxiliar al amplificatorului FI, funcționând cu tubul 6×7 , ce alimentează un redresor cu două semiperioade, care, la rindu-i, redresează amplitudinea perturbației și o transformă în impulsuri de curent continuu. Aceste impulsuri

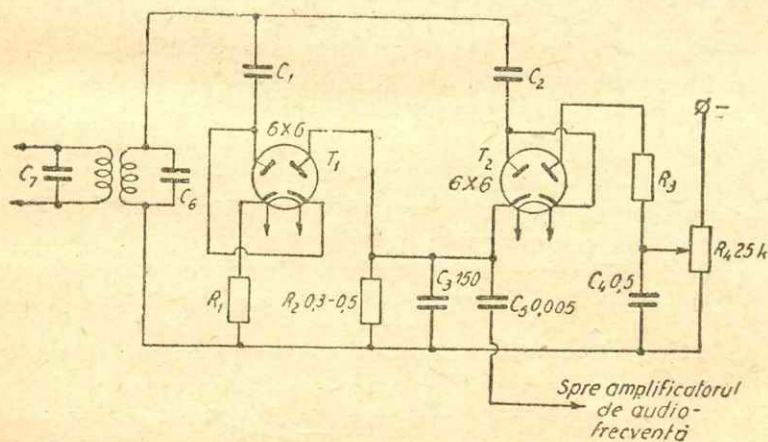


Fig. 54.

sub forma de negativare se aplică la grila tubului 6×7 , care funcționează ca amplificator FI și îl blochează în momentul perturbației. Cu ajutorul potențiometrului R_4 se reglează pragul de limitare.

La recepția semnalelor telegrafice slabe în condiții de paraziți puternici de la stații perturbatoare, limitatoarele de paraziți cu tăierea perturbației sînt puțin eficace, iar uneori pot produce chiar paraziți suplimentari blocînd receptorul în cazul unui semnal puternic de la stația perturbatoare.

Schemele grupei a treia sînt complicate și funcționează nesigur. Din această cauză nu le mai prezentăm.

Pentru recepția în telefonie, mult mai eficace decît schemele precedente lucrează schema cu pragul de funcționare variabil, întrucît aci pragul de funcționare se schimbă în ritmul frecvenței audio, urmînd, oarecum, variația tensiunii de la intrare, produsă de modulația semnalului.

Schema unui astfel de limitator este dată în fig. 54. Reglajul ei constă în alegerea valorilor R_1 , R_3 și C_1 și C_2 . Valoarea amplitudinii maxime se stabilește cu ajutorul potențiometrului R_4 ca și la schemele precedente.

Avantajul principal al limitatorului prezentat constă în aceea că el atenuiază nu numai parașitiile puternici de impulsuri independente, dar și un mare număr de impulsuri slabe.

Zgomotele proprii ale receptorului

Sursa zgomotelor proprii ale radioreceptorului o constituie circuitele acordate și tuburile oscilatoare.

Cauza producerii zgomotelor proprii în circuitele acordate este mișcarea electronilor din cauza încălzirii conductoarelor. Zgomotele se produc pe un spectru de frecvențe foarte larg, din care cauză intensitatea lor depinde de banda de trecere a dispozitivului de recepție.

În calculele tehnice pentru determinarea nivelului zgomotelor provocate de circuitele acordate, se poate folosi formula :

$$U_{zg} \approx \frac{1}{8} \sqrt{Z_{oe} \cdot \Delta f}$$

unde Z_{oe} este impedanța de rezonanță a circuitului acordat, iar Δf este banda de trecere a receptorului, în kHz.

Zgomotele provocate de tuburi, se datoresc următoarelor cauze : așa numitului efect de calitate, condiționat de ieșirea neregulată a electronilor din catod ; emisiunii secundare a electrozilor tuburilor ; mișcării termice a electronilor în sarcina spațială a tubului și în fine influenței ionizării.

Din cauzele enumerate mai sus, de obicei se obține un efect de fracționare al curentului de emisie și un flux de electroni secundari.

Pentru calculele tehnice ale zgomotelor tuburilor, tensiunea zgomotelor din circuitul acordat anodic se calculează de obicei pentru circuitul grilei, cu formula :

$$U_{zgt} = \frac{U_{zg} \cdot \text{ieșire}}{K}$$

Dăm mai jos o tabelă (2) în care se arată tensiunea echivalentă a zgomotelor pe grila tubului în μV , la o bandă de 1 kHz pentru tuburi de tiferite tipuri. Folosind această tabelă, se poate determina ce sensibilitate limită poate avea un receptor pentru o bandă dată și primul tub ales.

Tabela 2

1) Tipul tubului	R e g i m u l			Tensiunea echivalentă a zgomotelor pe grilă la o bandă de 1 kHz. U_{gt} (μV)
	U_a (V)	U_g (V)	U_g (V)	
CO-182	240	100	—1	0,21
6C 5	250	—	—8	0,60
6Ф 5	250	—	—2	0,23
6Ж7	250	100	—3	0,42
6K 7	250	125	—3	0,61
6Г 7	250	—	—3	0,33

Pentagrilile	U_a	U_{a2}	$U(g)$	U_g	U_{g2}	$U_{g,t}$ (μV)
CO-185	240	160	100	—3	—10	1,6
6A 8	250	200	100	—3	—10	5,44
6Л 7	250	—	150	—6	—15	3,55

La compararea diferitelor tipuri de tuburi, trebuie avute în vedere următoarele considerații :

1. Mărirea zgomotelor este proporțională cu raportul dintre curentul anodic și panta în punctul de funcționare, deci este avantajos să se folosească tuburi cu curent anodic mic și cu pantă mare ;

2. Zgomotele sînt cu atît mai puternice, cu cît tubul are mai multe grile aflate la potențial pozitiv.

Mărirea tensiunii însumate a zgomotelor, raportată la grila de comandă a tubului, se determină cu formula :

$$U_{zg \text{ total}} = \sqrt{U_{zgc}^2 + U_{zgt}^2}$$

unde :

U_{zgc} — tensiunea zgomotului datorit circuitului acordat ;

U_{zgt} — tensiunea zgomotului datorit tubului.

Nivelul zgomotelor proprii ale receptorului se determină deci, în principiu, prin suma nivelului zgomotelor pe primul circuit acordat și nivelul zgomotelor primului tub. Din această cauză, pentru micșorarea zgomotelor proprii ale receptorului, trebuie dată o deosebită atenție construcției circuitului acordat de intrare și alegerii primului tub.

În receptorul de unde scurte, se obțin rezultate bune folosind la intrarea receptorului tuburile 6AC7, 6Ж7, RV-12—P 2000.

Rezultate ceva mai slabe dă tubul 6K7.

Calitatea circuitului acordat de intrare trebuie să fie cît se poate de ridicată.

Pentru îmbunătățirea raportului dintre semnal și zgomotele proprii, trebuie aplicată la grila primului tub tensiunea maximă a semna-

lului. Din această cauză, este avantajos să se mărească cuplajul circuitului acordat de intrare cu antena, ceea ce duce la mărirea coeficientului de transfer al tensiunii.

În etajele următoare ale receptorului, se pot lua măsuri suplimentare pentru limitarea zgomotelor proprii și anume :

1. Îngustarea benzii de trecere a amplificatorului FI până la limitele admise de condițiile tehnice ;
2. Întrebuințarea în amplificatorul FI a caracteristicii de rezonanță pe ramură descendentă, cit se poate de bruscă, evitind pantele lungi.
3. Limitarea radiofrecvențelor în amplificatorul de audiofrecvență.

Indicatoare de acord

În receptoarele de unde scurte de amatori, la fel ca și în receptoarele obișnuite de radiodifuziune, se pot folosi diferite tipuri de indicatoare de acord. De sigur că folosirea indicatorului de acord la recepția în telegrafie nu este în general recomandată, întrucât în cazul paraziților puternici, la recepția unei stații slabe, indicatorul va reacționa nu la semnalul util ci la perturbații.

La recepția în fonie indicatorul va funcționa normal, ajutând să se facă o acordare precisă și în afară de aceasta, fiind gradat în

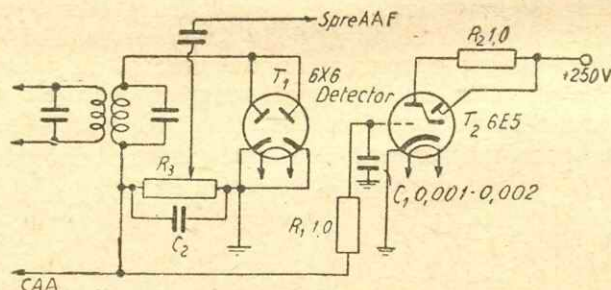


Fig. 55 a

scara „S” sau după nivelul tensiunii de intrare, va permite să determine în mod efectiv tăria cu care se aude stația recepționată.

Indicatorul de acord cu ac indicator, gradat după scara „S”, se numește S-metru.

Există nenumărate scheme de cuplare a indicatoarelor de acord, însă cea mai mare parte din ele se folosesc în circuitul de reglaj automat al amplificării.

Schemele cele mai des folosite sint date în fig. 55. În fig. 55 a, se arată schema de conectare a indicatorului optic de acord, iar în fig. 55 b, este dată schema de conectare a indicatorului cu ac indi-

cator, cu folosirea tubului amplificator de FI, ca amplificator de curent continuu. În această schemă, indicatorul poate funcționa numai cînd este conectat CAA. Cu ajutorul rezistențelor R_1 R_2 și R_4 se stabilește poziția zero, atunci cînd nu avem semnal.

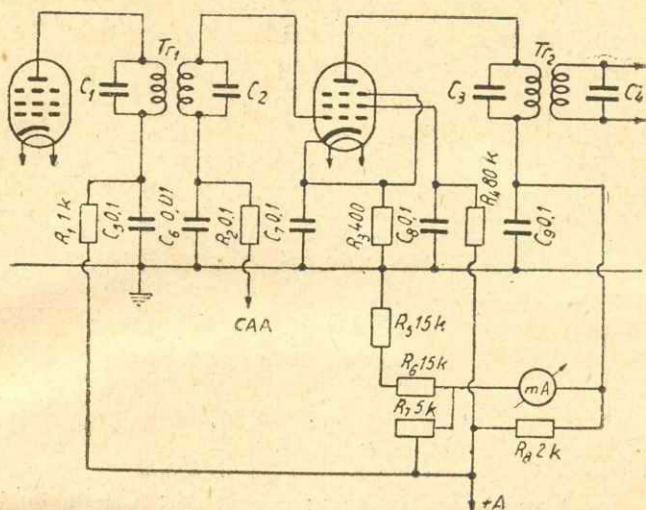


Fig. 55 b

Extensia de bandă

Din cauza mării îngrămădiri a stațiilor de radio pe benzile de amatori, în prezent a căpătat o largă întrebuintare „extensia” acestor benzi pe toată scala receptorului. Extensia ușurează mult acordul pe diferite stații și face scala ușor citibilă.

Există cîteva procedee de extensie a benzilor. Cele mai uzuale sînt: a) — cu ajutorul unui condensator variabil de mică capacitate, legat în paralel cu condensatorul principal de acord; b) — prin legarea unui condensator fix în serie cu cel variabil. Al doilea procedeu se folosește mai des întrucît nu implică folosirea unui bloc suplimentar de condensatoare variabile și, în afară de aceasta, permite să se obțină comod gradul de extensie.

În fig. 56 se dă cea mai folosită schemă de extensie de bandă.

Calculul datelor elementelor schemei se face în felul următor :

1. Se dau capacități totale minime a circuitului acordat C_{min} valori între 25...30 pF.

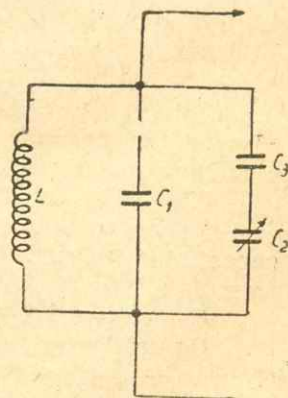


Fig. 56

2. Inductanța pentru frecvența cea mai înaltă (unda cea mai scurtă) a benzii extinse se determină cu formula :

$$L = \frac{253 \cdot 0}{f_{\max}^2 \cdot C_{\min}}$$

3. Capacitățile minimă și maximă ale circuitului acordat se determină pentru fiecare bandă extinsă din următoarele expresii :

$$C_{\min} = \frac{25330}{f_{\max}^2 L} ; \quad C_{\max} = \frac{25330}{f_{\min}^2 L}$$

4. Mai departe se determină valoarea condensatorului serie :

$$C_3 = \frac{\Delta C (C + 2C_0) + \sqrt{\Delta C (C + 2C_0)^2 + 4(C - \Delta C) \cdot (C + C_0) \cdot C_0 \Delta C}}{2(C - \Delta C)}$$

Aci C_0 este capacitatea minimă a condensatorului variabil C_2 ;

$C = C_2 - C_0$ este variația totală de capacitate a lui C_2 ;

$\Delta C = C_{\max} - C_{\min}$ este variația de capacitate necesară pentru acoperirea gamei date.

5. Capacitatea condensatorului paralel C_1 pentru gama extinsă dată, se calculează după formula :

$$C_1 = C_{\max} - \frac{C_0 \cdot C_3}{C_0 + C_3}$$

În aceste formule s-au luat : L —in H ; C —in pF ; f —in MHz.

La extinderea benzilor de amatori, trebuie avut în vedere că coeficientul de acoperire a benzii pentru toate benzile, în afara celei de 10 m, să fie egal, în funcție de frecvență, cu :

$$K_1 = \frac{f_{\max}}{f_{\min}} = 1,03$$

iar în funcție de capacitate cu :

$$K_1' = \frac{C_{\max}}{C_{\min}} = 1,06$$

Pentru banda de 10 m :

$$K_2 = \frac{f_{\max}}{f_{\min}} = 1,072 \text{ și } K_2' = \frac{C_{\max}}{C_{\min}} = 1,145$$

Întrucît la extremitățile scalei extensia obținută este nesatisfăcătoare, coeficientul de acoperire în capacitate este de dorit să fie ales ceva mai mare decît cel rezultat și anume :

$$K_1' = 1,1 \text{ iar } K_2' = 1,2.$$

În acest fel, considerînd un recetor deja construit, măsurînd capacitatea necesară $C_{\min}$, determinăm valoarea lui $C_{\max}$ după formula :

$$C_{\max} = 1,2 C_{\min}$$

$$C_{\max} = 1,1 C_{\min}$$

$C_{\max}$ — pentru banda de 10 m, iar

$C_{\max}$ — pentru restul benzilor.

Restul calculului se face după formulele date mai înainte.

Calculul circuitului oscilant al oscilatorului se face după aceeași metodă. Diferența constă numai în benzile frecvențelor acoperite.

CAP. II.

RADIORECEPTOARE DE UNDE ULTRASCURTE

I. GENERALITĂȚI

Lucrind în banda undelor ultrascurte trebuie să ținem seama de o serie de factori a căror influență nu se manifestă de loc în benzile undelor lungi, medii și scurte. Acești factori sînt: timpul în care electronul parcurge distanța de la catodul tubului și pînă la ceilalți electrozi ai acestuia, inductanțele conductoarelor de ieșire ale tubului și influențele inductive reciproce dintre acestea și capacitățile dintre electrozi, și pierderile dielectrice în materialele izolante. Să examinăm influența acestor factori asupra funcționării tubului.

Conductanța de intrare a tubului rece (tensiunea de încălzire a tubului fiind deconectată) pentru frecvențele joase este pur reactivă și are un caracter capacitiv; capacitatea de intrare nu depinde de frecvență și este egală cu capacitatea grilei de comandă față de ceilalți electrozi, afară de anod. O dată cu trecerea la frecvențe ultraînalte, începe să se manifeste influența inductanțelor dintre capetele de ieșire ale tubului: pînă la apariția rezonanței în circuitul de intrare, care este determinată de inductanța conductorului de ieșire al grilei și capacitatea ei față de catod, reactanța inductivă compensează parțial reacția capacitivă, mărind prin aceasta capacitatea de intrare echivalentă a tubului.

Creșterea capacității de intrare a tubului o dată cu frecvența constituie un neajuns considerabil, deoarece aceasta micșorează rezistența la rezonanță a circuitului conectat la grila de comandă a tubului și mărește astfel repartizarea capacităților de intrare. În consecință, o dată cu înlocuirea tuburilor, circuitul se va dezacorda simțitor. Cînd tensiunea de încălzire este conectată situația se complică și mai mult. Conductanța de intrare pentru undele ultrascurte a tubului încălzit variază brusc, în funcție de frecvență: în acest caz, la componenta reactivă se adaugă și cea chimică. Apariția ei este provocată de inductanța contactului de intrare al catodului și prin faptul că timpul de trecere al electronilor coincide cu perioada oscilațiilor tensiunii de frecvență ultra înaltă.

Influența inductanței contactului de intrare al catodului se datorește apariției unei reacții între circuitele anodului și grilei; tensiunea obținută pe inductanță, sub influența curentului catodic ce trece, intră în circuitul grilei, ceea ce provoacă apariția reacției. De aceea în scopul de a mări impedanța de intrare a tubului, cu ocazia montării amplificatoarelor de radiofrecvență, care lucrează în benzi de unde ultracurte, conductorul de legătură al catodului, care intră în același timp și în circuitul grilei și anodului, trebuie să fie cât mai scurt.

Problema ivită prin coincidența în timp a deplasării electronilor cu perioada oscilațiilor, este destul de dificilă și necesită pentru rezolvare calcule matematice complicate. De aceea ne vom opri aici numai asupra aspectului fizic al acestei probleme.

Cercetările au demonstrat că atunci când între electrozii tubului trec electroni, circuitele exterioare respective sînt străbătute de curent electric. Acest curent, denumit curent de convecție, apare la apropierea sau îndepărtarea electronilor de electrozii tubului, indiferent de faptul dacă electronii ajung sau nu pe electrozi.

În cazul radiofrecvențelor joase (unde scurte), cînd timpul de deplasare a electronilor este mult mai mic decît perioada oscilațiilor, curentul apărut în circuitul grilei, datorită electronilor veniți de la catod, coincide în fază cu tensiunea de grilă, iar curentul apărut datorită electronilor care pleacă de la grilă este egal, ca mărime, cu curentul indus de curentul ce se apropie, însă este opus ca fază. De aceea, la radio frecvențele joase, curenții induși în circuitul de grilă se compensează reciproc și curentul rezultat este nul.

În cazul cînd tubul lucrează pe unde ultra scurte, timpul de deplasare a electronilor coincide cu perioada oscilațiilor. În acest caz, în momentul cînd tensiunea de radiofrecvență pe grila tubului are amplitudinea pozitivă, de la catod spre grilă pornește un număr maxim de electroni. În momentul următor, cînd tensiunea pe grilă se schimbă (se micșorează), se va deplasa spre ea o cantitate mai mare de electroni. Însă primul fascicol de electroni încă nu a ajuns la grilă și se va găsi undeva între grilă și catod. În momentul următor, tensiunea pe grilă se va schimba din nou și de asemenea se va schimba și cantitatea electronilor care se îndreaptă de la grilă spre catod. Fluxul de electroni format astfel, deplasîndu-se în interiorul tubului, formează o undă călătoare a curentului de convecție (curent format de electronii care se îndreaptă de la catod spre anod). În acest moment, cînd primul fascicol de electroni a ajuns la grilă, faza tensiunii de pe ea se va schimba și în consecință curentul maxim indus în ea nu va coincide cu tensiunea maximă alternativă.

Astfel, între curentul indus și tensiunea pe grilă se produce un defazaj oarecare și, intrucît faza curentului de convecție în tub nu este constantă și variază în funcție de distanța electronilor față de grilă, curentul de grilă rezultat, indus de electronii ce se apropie de ea, are un oarecare defazaj mediu față de tensiunea de grilă.

Trecind de grilă, electronii se îndreaptă spre anod cu o viteză foarte mare și de aceea timpul deplasării lor este mic, iar faza curentului de convecție nu are timp să se schimbe, adică coincide cu faza curentului de grilă. Acest curent de convecție induce în circuitul grilei un curent de aceeași fază, care este decalat față de tensiunea de grilă cu un unghi ceva mai mare decât unghiul curentului indus de electronii ce se apropie. De aceea, acești curenți nu se vor compensa reciproc și în consecință circuitul grilei va fi străbătut de un curent indus, decalat față de tensiunea de grilă cu un unghi ceva mai mic de 90° . Acest curent conține atît o componentă continuă cît și una reactivă. Apariția componentei continue a curentului de grilă provoacă micșorarea rezistenței de intrare a tubului, iar apariția componentei reactive, variația capacității de intrare. Astfel, datorită faptului că, contactele de ieșire ale lămpii au o oarecare inductanță, că electrozii prezintă capacități între ei, și că timpul de deplasare a electronilor coincide cu perioada oscilației, tuburile de recepție au în general, la frecvențele ultra înalte, o impedanță de intrare foarte mică. De exemplu, pe unda de 3,5 m (banda de unde ultra scurte de amatori în U.R.S.S.) impedanța de intrare a tubului 6K7 este de 2450Ω , iar pe 1 m, 210Ω . Pentru a micșora inductanța conductoarelor de ieșire, capacitățile dintre electrozi și timpul de deplasare a electronilor, se reduc dimensiunile tubului.

Astfel, impedanța de intrare a unui tub miniatură 6Ж1Ж (954) pe unda de 3,5 m. este de cca. $37\,000 \Omega$, iar pe unde de 1 m este de 3000Ω .

Timpul de deplasare a electronilor nu are însă influență numai asupra impedanței de intrare a tubului. În momentul cînd electronii porniți de la catod ajung la anodul tubului, tensiunea pe grilă s-a și schimbat și prin urmare între tensiunea alternativă a curentului anodic apare un oarecare defazaj. Acest defazaj va fi cu atît mai mare, cu cît frecvența tensiunii induse va fi mai înaltă și cu cît va fi mai mare distanța dintre grilă și catod. Cînd tubul lucrează într-un etaj de amplificare de radiofrecvență, defazajul curentului anodic față de tensiunea de grilă nu prezintă importanță. El are însă un rol important cînd tubul lucrează în etajul de heterodinare al receptorului, deoarece defazajul împiedică apariția oscilațiilor sau micșorează puterea oscilațiilor generate și influențează asupra frecvenței acestora.

Dacă defazajul va atinge 180° , nici unul din montajele obișnuite ale autooscilatoarelor nu va autooscila, deoarece nu va avea loc inversiunea fazelor (vezi cap. „Oscilatoare pentru emițătoarele radioamatorilor“).

O dată cu micșorarea impedanței de intrare a tubului, pe măsura ridicării frecvenței, se micșorează brusc și impedanța de intrare.

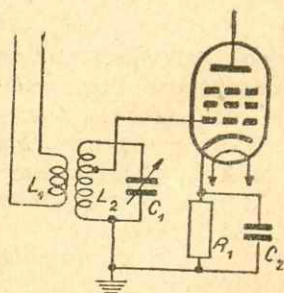


Fig. 57

II. CIRCUITE DE INTRARE

Practic schemele circuitelor de intrare ale receptoarelor de unde ultrascurte pentru amatori nu se deosebesc cu nimic de circuitele de intrare ale receptoarelor de unde scurte examinate anterior. Schema cu cuplaj inductiv, cea mai răspândită, este reprezentată în fig. 57. Bobina cu cuplaj L_1 are de obicei 1...2 spire din conductor de același diametru ca și bobina circuitului de acord. Pentru a micșora șuntarea circuitului oscilant de către impedanța de intrare a primului tub din receptor, grila de comandă a tubului, se conectează de obicei nu la întregul circuit, ci numai la o porțiune a înfășurării bobinei de acord.

Receptoarele de unde ultrascurte se caracterizează printr-un cuplaj puternic cu antena, deoarece în cazul unui cuplaj slab coefi-

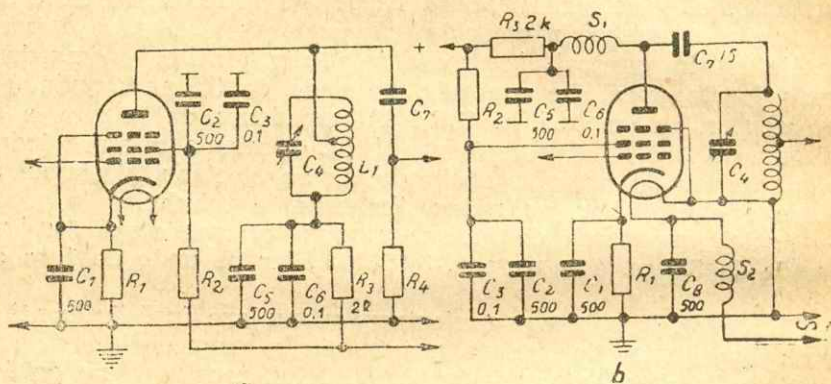


Fig. 58.

cientul de transfer al tensiunii circuitului de intrare este minim, și raportul dintre semnalul util și zgomotul interior al receptorului este foarte mic. Cel mai avantajos cuplaj pentru obținerea unui raport maxim dintre semnal și zgomotul interior al receptorului este un cuplaj ceva mai mare decât cel optim. Coeficientul de transfer al tensiunii este în acest caz de ordinul 2...5.

III. AMPLIFICATOARE DE RADIOFRECVENȚĂ

Schemele etajului de amplificare de radiofrecvență, folosite în receptoarele de unde ultrascurte, sînt reprezentate în fig. 58. Montajul b) reprezintă un etaj asamblat după schema de alimentare în paralel, cu conectarea directă a circuitului oscilant în circuitul anodic al tubului. Cuplajul circuitului cu grila tubului următor este un cuplaj prin autotransformator. Particularitatea ambelor montaje o constituie conectarea în paralel a condensatoarelor de cuplaj ale filtrelor respective, din circuitul anodic (C_5 și C_6) și circuitul grilei-ecran (C_2 și

C₃) al tubului, precum și folosirea filtrului de decuplaj în circuitul de încălzire.

Conectarea în paralel a două condensatoare pentru decuplare (unul de capacitate mare iar altul de capacitate mică) este necesară datorită faptului că, în general, condensatoarele de capacitate mare au o inductanță parazită relativ mare, care poate fi înlăturată prin șuntarea acestora cu un alt condensator de capacitate mică. Filtrele de decuplaj din circuitul de încălzire protejează amplificatorul contra autooscilației ce apare datorită reacției prin circuitele de încălzire.

Bobina de șoc S₂ are de obicei 10...15 spire de conductor $\varnothing$ 0,8...1,0 mm. Reglajul amplificării în amplificatoarele de radiofrecvență se face la fel ca și în amplificatoarele de radiofrecvență obișnuite, adică prin variația tensiunii de negativare pe grila de comandă a tubului. Într-un amplificator cu mai multe etaje însă, pentru a păstra un raport mare între tensiunea semnalului și zgomotele interioare ale receptorului, amplificarea primului etaj de obicei nu se reglează.

O largă întrebuintare în undele ultracurte au căpătat amplificatoarele de radiofrecvență ce utilizează triode montate după schema cu grila pusă la pământ (fig. 59). Folosirea triodelor se explică prin dorința de a reduce la minimum zgomotele interioare ale receptorului (se știe că triodele crează un nivel al zgomotelor mult mai mic decît pentodele).

Întrebuintarea triodelor în montajele obișnuite de amplificatoare de radiofrecvență este împiedicată de capacitatea mare dintre anod și grilă, care provoacă intrarea în autooscilație a amplificatorului. În montajul amplificatorului cu grila pusă la pământ, influența dăunătoare a capacității anod-grilă C_{az} este exclusă. Conform acestui montaj, grila triodei este pusă la pământ, circuitul de intrare se conectează între catod și pământ, iar cel de ieșire — între anod și grilă. Se poate ușor constata că la un astfel de montaj, capacitatea dintre electrozi C_{az} va fi conectată în paralel cu circuitul de ieșire și îi va mări capacitatea. Reacția parazită între circuitele anodic și de grilă, în montajul cu grila pusă la pământ, este determinată de capacitatea dintre anodul și catodul tubului. Însă grila pusă la pământ, acționînd ca grilă ecran, reduce considerabil această capacitate și înlătură prin aceasta pericolul autooscilației.

Impedanța de intrare a montajului cu grila la pământ este destul de mică, nedepășind cîteva sute de ohmi.

De aceea ea șuntează puternic circuitul de ieșire al etajului precedent. Pentru a atenua acțiunea de șuntare, cuplajul tubului cu circuitul se alege ceva mai mic decît cel maxim.

IV. RECEPTOARE CU AMPLIFICARE DIRECTĂ. SUPERREACȚIA

Recepționarea stațiunilor care lucrează în benzile de unde ultracurte se face de regulă cu receptoare superreacție și superheterodine. De obicei, receptoarele superreacție cu amplificare directă nu sint

folosite pentru recepția pe unde ultracurte, deoarece ele funcționează nestabil și dau o amplificare redusă.

Avantajul principal al unui receptor cu superreacție în comparație cu unul obișnuit cu reacție îl constituie sensibilitatea ridicată, calitate ce este deosebit de prețioasă pentru recepția undelor ultracurte, la care obținerea unei amplificări mari pe frecvența semnalului implică mari greutateți. Datorită faptului că în cazul unei bune reglări montajul cu suprareacție dă o amplificare foarte mare, receptorul superreacție cu unul sau două tuburi poate să aibă aceeași sensibilitate ca o superheterodină complicată cu mai multe tuburi. Prin

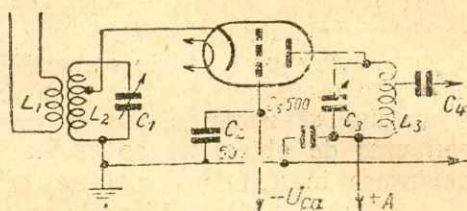


Fig. 59.

aceasta se explică faptul că receptoarele de acest tip au căpătat o răspindire largă în diferite instalații mobile unde condițiunile principale sînt: greutatea mică, dimensiuni reduse și consum economic.

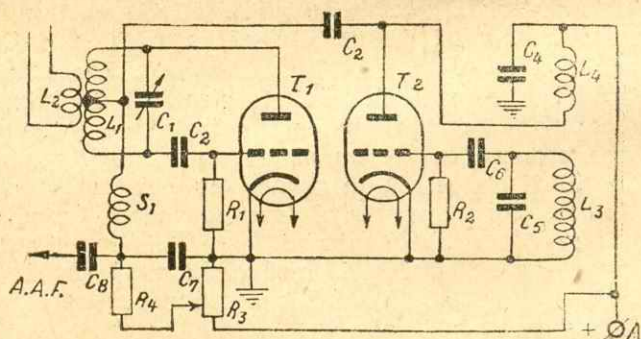


Fig. 60.

Principiul de funcționare al receptorului superreacție diferă oarecum de principiul de funcționare al unui receptor cu reacție obișnuit. Superreacția este o formă de amplificare a reacției, în care montajul este pe rînd introdus și scos din regimul de oscilație, această schimbare a regimului făcîndu-se cu frecvență supersonică (cu radiofrecvență joasă). Frecvența la care în montaj apar și dispar oscilațiile se numește „frecvență de amortizare”.

În receptoarele cu superreacție se aplică trei regimuri de lucru: cu sursă separată de tensiune de amortizare și cu caracteristică loga-

ritmică, cu surse separate de tensiune de amortizare și cu caracteristică liniară și, în fine, cu autoamortizare.

Una din schemele posibile ale receptorului cu superreacție, cu sursă separată de tensiune de amortizare este arătată în fig. 60. În această schemă detectorul cu reacție, care lucrează cu tubul T_1 , este montat după schema în trei puncte, reacția fiind aleasă astfel ca etajul să lucreze permanent în regim de reacție. Circuitul acordat $L_1 C_1$ se acordă pe frecvența semnalului respectiv. Pentru a crea reacția intermitentă, se utilizează un oscilator auxiliar, care lucrează cu tubul

T_2 . Acest tub generează tensiunea de amortizare. Cînd alternanța tensiunii de amortizare este pozitivă, în circuitul $L_1 C_1$, apar oscilații, iar cînd este negativă, ele dispar.

În cazul schemei cu caracteristică logaritmică, regimul de funcționare al etajului se alege astfel ca oscilațiile în circuitul $L_1 C_1$ să atingă starea de echilibru înainte de începerea amortizării lor și, în lipsa semnalului, să aibă forma arătată în fig. 61 a, prin linia continuă.

La apariția semnalului, în urma creșterii tensiunii comune, care acționează pe grila de comandă a tubului T_1 , oscilațiile din montaj apar ceva mai devreme (în fig. 61 a, sînt arătate punctat) și durata existenței lor crește. Cu cît nivelul semnalului respectiv va fi mai ridicat,

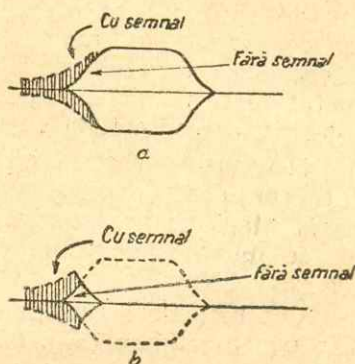


Fig. 61.

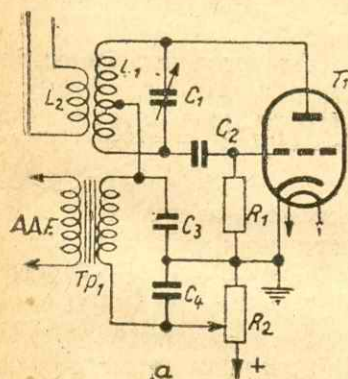
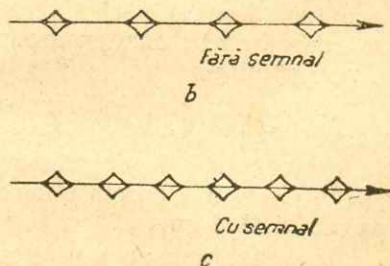


Fig. 62.



cu atît mai mare va fi durata oscilațiilor din montaj și tensiunea medie a oscilației din circuit. Astfel oscilațiile proprii vor fi modulate de semnalul venit din exterior. Această tensiune rezultată este detectată,

componenta ei de audiofrecvență trecînd mai departe în amplificatorul de audiofrecvență.

Neajunsul regimului de mai sus constă în aceea că în acest caz recepția este însoțită de distorsiuni nelineare considerabile. Cu toate acestea, datorită unei reglări relativ ușoare și însușirii de a suprima parazitii de impuls, această schemă își găsește aplicarea în aparatajul radioamatorilor. Regimul de lucru al etajului cu caracteristică lineară se deosebește de regimul examinat anterior prin faptul că frecvența de amortizare se alege astfel ca oscilațiile să se amortizeze pînă la atingerea echilibrului (fig. 61 b, linia continuă). Și aici apariția semnalului grăbește începerea perioadei de creștere a oscilațiilor cu mărirea determinată de amplitudinea lui. Însă în acest regim, concomitent cu creșterea duratei oscilațiilor, crește și amplitudinea lor. Datorită acestui fapt, tensiunea de ieșire a etajului este direct proporțională cu tensiunea semnalului ce vine, iar recepția este lipsită de distorsiuni.

Neajunsul schemei cu caracteristică lineară constă în aceea că pentru obținerea unei sensibilități înalte este necesară o reglare minuțioasă. Afară de aceasta, în acest regim schema nu mai suprimă parazitii de impuls. Frecvența de amortizare trebuie aleasă cit mai mare (100...200 kHz).

Cea mai mare răspîndire, datorită simplității lor, au căpătat schemele cu amortizare (Fig. 62 a). Aci reacția intermitentă se obține prin alegerea corespunzătoare a capacității condensatorului C_2 și a rezistenței de scurgere R_1 a grilei. Etajul funcționează astfel: în circuitul oscilant $L_1 C_1$, datorită reacției pozitive, apar oscilații de frecvență ultra înaltă, iar curenții de grilă ce se produc, trecînd prin rezistența de scurgere R_1 a grilei, creează la bornele ei o tensiune al cărei minus este aplicat la grila de comandă a tubului. Însă această tensiune negativă pe grilă își atinge valoarea maximă nu instantaneu ci treptat, în timp ce se încarcă condensatorul C_2 .

Creșterea tensiunii va continua pînă la întreruperea oscilațiilor de frecvență ultra înaltă, determinată de micșorarea pantei caracteristice a tubului datorită măririi tensiunii de negativare pe grila de comandă. După descărcarea condensatorului C_2 prin rezistența R_1 , în montaj apar din nou oscilații.

În acest regim de lucru ca și în cele precedente, semnalul ce vine va grăbi apariția oscilațiilor însă, întrucît în acest caz durata oscilațiilor este determinată de constanța de timp a circuitului de grilă (în funcție deci de C_2 și R_1) amplitudinea la maximă și durata în timp rămîn aceleași ca și fără semnal.

În acest caz apariția semnalului mărește frecvența întreruperilor (fig. 62 b și c), frecvența acestora crescînd o dată cu creșterea amplitudinii semnalului. Cercetările au demonstrat că schema cu amortizare posedă aceleași proprietăți ca și schema cu caracteristică logaritmică.

Neajunsurile importante ale receptorului cu superreacție sînt: selectivitate redusă, radiația oscilațiilor în spațiul înconjurător și sue-

ratul caracteristic, care apare în lipsa semnalului, datorită creșterii tensiunii de fluctuație în circuit.

Pentru a mări selectivitatea receptorului superreacție și pentru a atenua radiația, în receptor se fac 1...2 etaje de amplificare a radio-frecvenței. În același scop, se întrebuițează pe o scară largă schemele receptoarelor cu superreacție, care reprezintă în sine un receptor superheterodină cu detector cu superreacție.

V. RECEPTOARE SUPERHETERODINA DE UNDE ULTRA SCURTE

Receptoarele superheterodină de unde ultra scurte se construiesc de obicei după aceleași scheme ca și receptoarele de unde scurte. Pentru o mai mare atenuare a frecvenței imagine se alege o frecvență intermediară de 2...3 MHz.

La proiectarea etajului schimbător de frecvență, trebuie să ținem seama de faptul că tuburile de amestec cu mai multe grile, și cele schimbătoare de frecvență, folosite de obicei în benzile de unde lungi, medii și scurte, nu-și găsesc de regulă întrebuițare în undele ultra scurte. Chiar la frecvența 15...20 MHz, încep să se manifeste simțitor neajunsurile lor: nivelul ridicat al zgomotelor interioare, impedanța de intrare mică, diminuarea coeficientului de amplificare etc. Pe măsura creșterii frecvenței, aceste neajunsuri devin din ce în ce mai simțitoare. De aceea în etajele schimbătoare de frecvență din receptoarele de unde ultra scurte se întrebuițează mai ales pentode și diode.

Etajele schimbătoare de frecvență cu pentode se montează de obicei după schemele în care schimbarea de frecvență se face pe o singură grilă (vezi fig. 29 b) și în fond nu diferă cu nimic de schimbătoare de frecvență asemănătoare întrebuițate pe unde scurte. Trebuie menționat doar că în scopul ridicării stabilității de frecvență a oscilatorului și a micșorării influenței acordului circuitului de intrare asupra frecvenței oscilațiilor generate, deseori se dublează și chiar se triplează frecvența oscilatorului, însă în acest caz panta de conversiune se micșorează simțitor.

Cele mai bune tuburi pentru etajul schimbător de frecvență al receptorului pe unde ultracurte de amatori sînt pentodele de radio-frecvență 6ж1ж, 6ж1π, 6ж3π, 6ж3, 6ж4, 12ж1л și altele.

Schimbătoarele de frecvență cu diode se întrebuițează pentru undele mai scurte de 1 m.

VI. RECEPTOARE PENTRU SEMNALELE MODULATE ÎN FRECVENȚA

Noțiuni generale

Receptoarele moderne destinate recepției semnalelor modulate în frecvență (MF) se construiesc mai ales după schema superheterodinei. În fond, ele se deosebesc de receptoarele obișnuite destinate recepționării semnalelor modulate în amplitudine (MA) prin aceea că al doilea

detector este înlocuit cu un detector de semnale modulate în frecvență, iar înainte de acesta se montează unul sau două etaje de limitare a amplitudinii tensiunii de radiofrecvență.

Întrucât stațiunea de radio difuziune cu modulație în frecvență ocupă o bandă de frecvență de cca 150 kHz, ținând seama de posibilitatea funcționării relativ nestabile a oscilatorului, este necesar să se aleagă pentru amplificatorul de frecvență intermediară al receptorului o bandă de trecere mai largă (170...180 kHz).

Pentru a obține banda de frecvență necesară, în filtrele de bandă se întrebuintează un cuplaj strins și se mărește în mod artificial amortizarea circuitelor prin șuntarea lor cu rezistențe ohmice.

Deoarece confecționarea filtrelor de bandă pentru frecvențele 0,5...2 MHz cu caracteristică lineară de fază și cu cea de frecvență uniformă este destul de grea, în cazul benzii de trecere largi, frecvența intermediară pentru receptoarele modulate în frecvență se alege de 4...8 MHz.

O altă particularitate a receptoarelor MF constă în necesitatea de a avea în etajul de frecvență intermediară, o amplificare ceva mai mare decît la MA, deoarece pentru obținerea unei bune limitări este necesar să se aplice la grila tubului limitator tensiuni alternative însemnate (cel puțin 2...5 V). În consecință, în receptoarele MF moderne se întrebuintează de regulă cel puțin două etaje de amplificare a frecvenței intermediare.

Tensiunea pentru reglarea automată a amplificării în receptoarele MF se culege de obicei la bornele rezistenței de grilă a primului limitator. Ea este apoi aplicată grilelor de comandă ale tuburilor amplificatorului de radiofrecvență, amestecătorului și primelor etaje ale amplificatorului de frecvență intermediară. Ultimul etaj de amplificare a frecvenței intermediare, de pe care această tensiune este trimisă pe grila de comandă a tubului limitator, nu este de obicei cuprins în circuitul CAA.

În receptoarele de radiodifuziune, la ieșirea detectorului de frecvență se conectează un filtru de corecție de audiofrecvență, care atenuează nivelul audiofrecvențelor superioare; la stațiunile de emisie nivelul acestor frecvențe se ridică în mod artificial.

Limitatoarele de amplitudine

Limitatoarele de amplitudine reprezintă o parte integrantă a majorității receptoarelor MF.

Sarcina lor constă în a limita pînă la un anumit nivel amplitudinea semnalului aplicat detectorului de frecvență. Datorită acțiunii limitatorului, se înlătură posibilitatea variației de amplitudine ale tensiunii semnalului, provocată de modulația de amplitudine parazită din emițător, de paraziți și de distorsiunile de frecvență din etajele precedente ale receptorului.

În fig. 63 este arătat graficul de funcționare al limitatorului. În partea inferioară a graficului (axe de coordonate U_1, t) este arătată variația în timp a amplitudinii tensiunii de radiofrecvență U_1 , aplicată la intrarea limitatorului, iar în partea dreaptă — amplitudinea tensiunii U_2 la ieșirea limitatorului. Up este tensiunea pragului de limitare.

Limitarea se poate realiza prin tăierea curentului anodic în porțiunea inferioară a caracteristicii tubului limitator sau prin variația

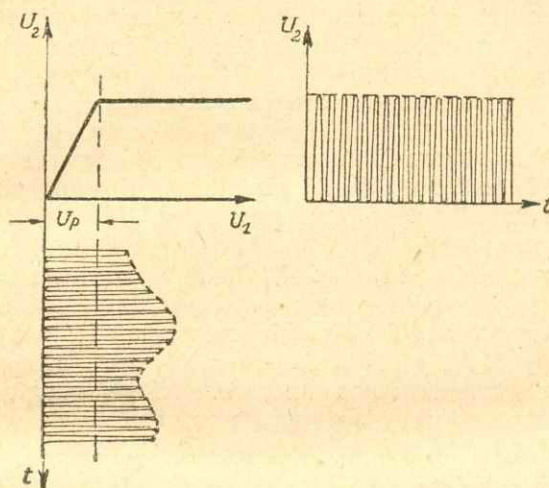


Fig. 63.

tensiunii de negativare creată de curentul de grilă al acestui tub. În receptoarele MF se întrebunează mai ales limitatori cu curent de grilă. Schema unui astfel de limitator este arătată în fig. 64.

În circuitul grilei de comandă a tubului limitator T_1 este conectată o rezistență relativ mare R_1 . Curentul de grilă al tubului, care stră-

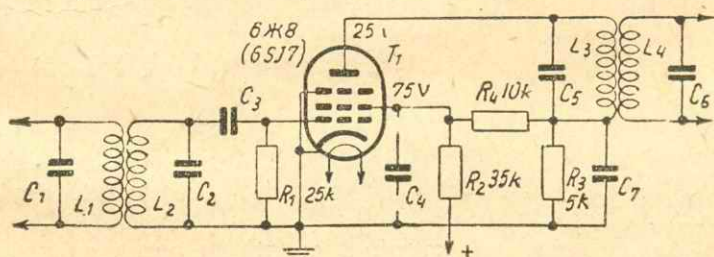


Fig. 64.

bate această rezistență, creează pe grilă o tensiune de negativare, proporțională cu amplitudinea tensiunii de excitație. O dată cu mărirea amplitudinii semnalului, tensiunea de negativare crește, panta caracte-

ristică a tubului se micșorează și amplificarea etajului limitator scade. Pentru a mări curentul de grilă, al anodului și al grilei-ecran a tubului limitator, se aplică tensiuni scăzute.

Coeficientul de amplificare redus și necesitatea de a aplica limitatoarelor de amplitudine tensiuni relativ mari sînt neajunsurile importante ale limitatoarelor. În receptoarele moderne tensiunea la intrarea limitatorului, care corespunde pragului de limitare, variază în limitele de 1...6 V.

Pentru a îmbunătăți caracteristica limitatorului, în receptor se întrebuintează deseori nu unul ci două etaje de limitare.

Detectoare de frecvență

Schema unui detector de frecvență simplu este arătată în fig. 65 a. El reprezintă un detector cu diodă (sau pe grilă) obișnuit, al cărui circuit oscilant este acordat pe o frecvență f_s ce diferă puțin de frecvența intermediară a semnalului.

Datorită dezacordării circuitului, o dată cu variația frecvenței semnalului MF variază și amplitudinea tensiunii din circuit, care se mărește o dată cu apropierea frecvenței semnalului de frecvența de rezonanță a circuitului f_{rez} și se micșorează o dată cu îndepărtarea de acesta. Astfel oscilațiile modulate în frecvență se transformă în oscilații modulate în amplitudine, care apoi sînt detectate de către detectorul de amplitudine. Dezacordarea circuitului $L_1 C_1$ trebuie să se producă

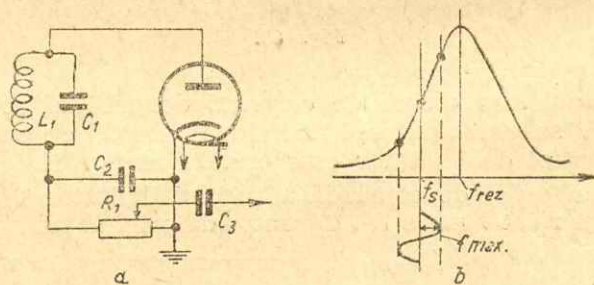


Fig. 65.

astfel ca frecvența medie f_s a semnalului să corespundă punctului mediu al porțiunii curbiliniilor din panta curbei de rezonanță a circuitului (fig. 65 b). În graficul din fig. 65 b), prin f_{max} este notată deviația maximă a frecvenței semnalului.

Neajunsul detectorului examinat constă în aceea că porțiunea liniară a caracteristicii sale este extrem de limitată. Datorită acestui fapt, în cazul modulației în frecvență, de bandă largă, apar distorsiuni nelineare considerabile.

Rezultate mult mai bune oferă detectorul de frecvență a cărui schemă este arătată în fig. 66 a și care a căpătat o largă răspindire în toate tipurile de receptoare. În acest detector de frecvență ambele

circuite $L_1 C_1$ și $L_2 C_2$ se cuplează puternic și se acordă pe frecvența medie a semnalului (sau pe frecvența intermediară a receptorului superheterodină). În afară de cuplajul inductiv, circuitele sînt cuplate și capacitiv prin condensatorul C_3 , care are o capacitate de 100...200 pF. În consecință, tensiunea de radiofrecvență pe anodul fiecărei diode a tubului T_2 este egală cu suma tensiunilor U_1 , din circuitul $L_1 C_1$, și $1/2 U_2$ din jumătatea respectivă a circuitului $L_2 C_2$.

Cînd frecvența tensiunii aplicate este egală cu frecvența de rezonanță a circuitelor acordate, defazajul dintre tensiunile U_1 și U_2 este de 90° (fig. 66 b) și tensiunile U_3 și U_4 , aplicate pe anozii diodelor, sînt diferite. Curenții redresați de diode, trecînd prin rezistențele de sarcină R_2 și R_3 , crează la bornele lor tensiuni egale ca mărime, dar de sens contrar. De aceea, tensiunea U_{ies} la ieșirea detectorului de frecvență, care reprezintă suma acestor tensiuni, este egală cu zero. Cînd frecvența tensiunii aplicate se abate de la frecvența de rezonanță a cir-

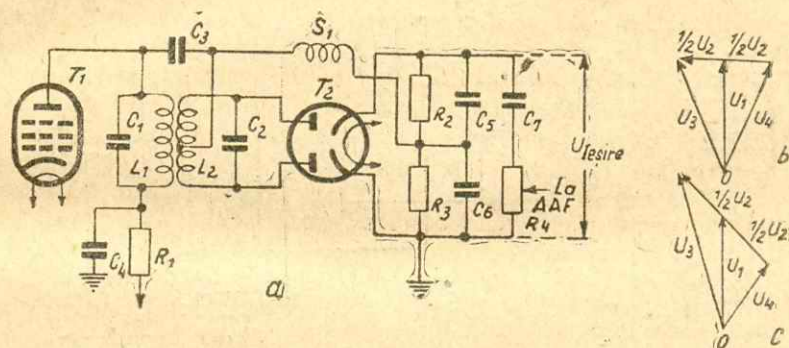


Fig. 66.

cuitelor acordate, defazajul dintre tensiunea U_1 și U_2 nu va fi egal cu 90° (fig. 66 c) și tensiunile de radio frecvență U_3 și U_4 pe anozii diodelor nu vor fi egale între ele. Nu vor fi egale nici tensiunile redresate pe rezistențele de sarcină R_3 și R_4 . În acest caz și tensiunea U_{ies} la ieșirea detectorului de frecvență nu va fi nulă.

La schimbarea frecvenței semnalului, după legea oscilațiilor de audiofrecvență, se va schimba în mod corespunzător și tensiunea la ieșirea etajului detector.

Neajunsurile detectorului descris constă în aceea că pentru funcționarea sa normală el necesită un limitator de amplitudine în receptor. Putem renunța la el folosind în receptor, în locul detectorului de frecvență, așa numitul discriminator (fig. 67).

În discriminator este folosită particularitatea detectorului de frecvență (fig. 66) care constă în aceea că la orice nivel al semnalului la intrare, raportul dintre tensiunile pe rezistențele de sarcină R_2 și R_3 rămîne constant și că acest raport nu se schimbă decît o dată cu variația frecvenței modulației.

Să cercetăm mai detaliat funcționarea discriminatorului. Diodele acestuia sînt conectate în serie. Curentul care trece prin ele încarcă condensatoarele C_6 și C_7 conectate în serie. Constantele de timp ale circuitelor $R_2 C_6$ și $R_3 C_7$ sînt alese suficient de mari, și de aceea între punctele a și b componenta alternativă a audiofrecvenței lipsește sau, cu alte cuvinte, tensiunea între ele rămîne tot timpul constantă.

În lipsa modulației, condensatoarele C_4 și C_5 au potențiale egale. În timpul modulației tensiunile pe aceste condensatoare variază odată cu audiofrecvența, suma lor rămînînd egală cu tensiunea dintre a și b. Datorită acestui fapt tensiunea de ieșire nu depinde de modulația de amplitudine parazită a semnalului.

Tensiunea utilă de audiofrecvență se culege de la punctele c și d. Prin circuitul $R_4 C_8$ și condensatorul de trecere C_9 , această ten-

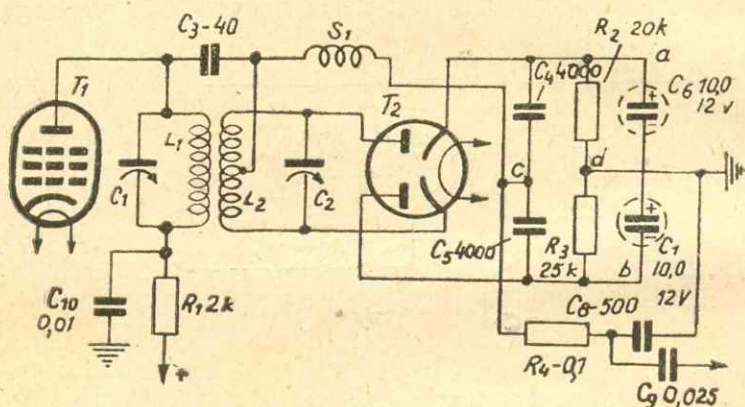


Fig. 67.

siune se aplică grilei de comandă a primului tub al amplificatorului de audiofrecvență. Circuitul $R_4 C_8$ servește la atenuarea frecvențelor audio superioare ale modulației, care de obicei sînt accentuate în circuitele de audiofrecvență ale emițătoarelor modulate în frecvență.

În ultimul timp, în practica de amatori, pentru recepția semnalelor MF, deseori se întrebuițează detectorul de fază, a cărui schemă este arătată în fig. 68. Aici tensiunea semnalului modulat în frecvență se aplică grilei a treia a heptodei. La prima grilă se conectează circuitul acordat $L_2 C_2$, acordat pe frecvența medie a semnalului, adică pe frecvența semnalului fără modulație. Între circuitele primei și celei de a treia grile nu trebuie să existe nici un cuplaj exterior. Apariția oscilațiilor în circuitul $L_2 C_2$ se datorește influenței exercitate asupra primei grile de către fluxul electronic comandat de grila 3-a.

Caracteristica acestui detector este destul de lineară în limitele benzii de trecere a circuitului $L_2 C_2$. Acest circuit trebuie să fie astfel amortizat, încît în cazul dezacordării sale cu valoarea deviației frecvenței,

curbura caracteristicii de rezonanță să nu depășească 0,7 din valoarea rezonanței.

Mărirea amortizării circuitului L_2C_2 duce la micșorarea pantei caracteristice a detectorului și de aceea amortizarea lui nu trebuie să depășească pe cea necesară obținerii benzii respective.

În receptoarele cu amplificarea directă a căror bandă de trecere este de obicei de 200...300 KHz, este necesar un circuit cu un factor de 200. Un factor de calitate atât de ridicat pe unde ultracurte, în cazul

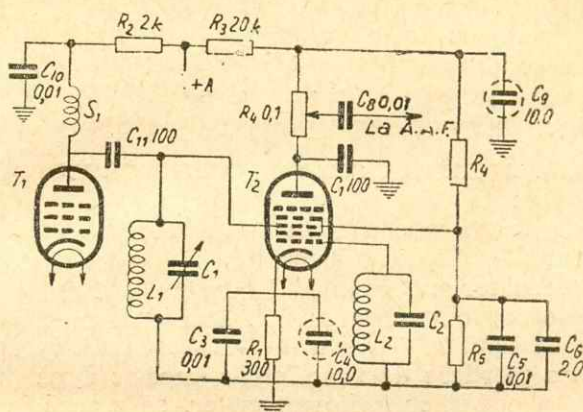


Fig. 69.

cuplajului direct dintre circuit și tub, este practic irealizabil, datorită șuntării impedanței de intrare a tubului. Însă, chiar dacă factorul de calitate este scăzut, panta caracteristică a detectorului este destul de pronunțată.

Într-o serie de cazuri, pentru obținerea unei benzi de trecere necesare, circuitul L_2C_2 trebuie șuntat cu o rezistență ohmică de 20 000...25 000 Ω . Pentru funcționarea mai bună a montajului, condensatorul C_2 trebuie să aibă o capacitate cit se poate de mică.

CAP. III.

CONSTRUCȚII DE RECEPTOARE DE UNDE SCURTE ȘI ULTRASCURTE

I. ALEGEREA SCHEMEI RECEPTORULUI

Înainte de a trece la construcția receptorului, amatorul de unde scurte trebuie întâi să aleagă schema lui.

Amatorul începător nu trebuie să construiască chiar de la început un receptor complicat cu multe tuburi. Este mai bine să monteze un receptor simplu, de tipul O-V-O sau O-V-1. Aceasta îi va da posibilitatea ca fără prea mare pierdere de timp, chiar imediat după învățarea alfabetului Morse și a codurilor radioamatorilor, să treacă la antrenament pentru recepția pe benzi.

Datorită particularităților de propagare a undelor scurte, chiar cu cel mai simplu receptor de unde scurte se poate recepționa un mare număr de stații diferite, dintre care unele foarte depărtate.

După acumularea unei suficiente experiențe practice, se poate trece la construcția unui receptor de unde scurte ceva mai complicat, de exemplu după schema 1-V-1 sau a unui super cu tuburi mai puține.

Amatorilor de unde scurte mai calificați, li se recomandă să-și construiască singuri receptoarele. Construcția proprie va aduce un foarte mare folos, întrucât numai experiența practică poate consolida însușirea cunoștințelor. În afară de aceasta, amatorul de unde scurte își va putea construi un receptor care să corespundă tuturor cerințelor lui.

II. ORDINEA DE PROIECTARE

La proiectarea unui radioreceptor cu amplificare directă trebuie să ne conducem după următoarele considerente. Receptorul de unde scurte cu amplificare directă pentru radioamatori nu are sens de a fi făcut mai complicat decât după schema 1-V-1 sau 1-V-2, întrucât un număr mai mare de etaje nu va produce un efect mai mare în privința îmbunătățirii calității recepției, însă construcția receptorului și în special montarea lui se va complica foarte mult.

În partea de audiofrecvență a receptorului, pentru recepția stațiilor telegrafice este bine să se folosească filtrul de rezonanță simplu.

iar pentru recepția stațiilor de radio în telefonie să se folosească un filtru care să taie fluierăturile de interferență.

Într-un asemenea receptor nu este bine să se folosească bobine schimbătoare, ci trecerea de la o gamă la alta să se facă cu ajutorul unui comutator de game. Aceasta va ușura simțitor schimbarea gamelor ceea ce este foarte important pe timpul concursurilor.

Pentru a se putea urmări concomitent lucrul a doi corespondenți, în etajul detector al receptorului este bine să se introducă unul sau două condensatoare variabile de mică capacitate, care se pot conecta în locul condensatorului de acord.

Schema circuitului de intrare și a etajului amplificator de radiofrecvență se aleg în funcție de construcția antenei, de necesitățile de acoperire a benzii și de amplificarea neuniformă a benzii. (Aceste considerații sunt tratate mai pe larg în subcapitolele „Circuitele de intrare” și „Amplificarea radiofrecvenței”).

În amplificatorul de radiofrecvență, este de dorit să existe un buton de reglaj al amplificării.

La proiectarea unui radioreceptor superheterodină, este necesar să se respecte următoarea ordine. Mai întâi, să se precizeze condițiile generale ale radioreceptorului: ce sensibilitate trebuie să aibă și ce selectivitate față de canalul vecin. După aceasta să se stabilească modul de trecere de la recepție în telegrafie la recepția în telefonie, selectivitatea pe frecvența imagine, datele reglajelor automate, să se aleagă schema pentru limitarea parazitilor și să se stabilească puterea de ieșire a receptorului și sursele de alimentare.

Alegerea schemei și a diferiților indici calitativi depind atît de piesele ce le are la îndemînă amatorul de unde scurte, cît și de calificarea lui.

La proiectare trebuie stabilită puterea necesară la ieșirea receptorului și tipul etajului final. Puterea de ieșire este condiționată de volumul încăperii deservite de radioreceptor (la recepția în difuzor în camera sau sala de radioclub) sau de numărul căștilor radio legate în paralel etc.

Pentru receptoarele de amator individuale, această putere poate fi luată de ordinul a 2 W.

La amplificatorul de audiofrecvență este bine să se folosească un filtru pentru tăierea fluierăturilor datorite interferențelor, precum și un filtru pentru îngustarea benzii la recepția telegrafică. Folosirea chiar a unor filtre foarte simple, reduce în mare măsură parazitii stației perturbatoare.

Este bine ca în etajul detector sau după el să se folosească un atenuator de paraziti de impuls, construit după schema limitatorilor.

După aceasta, cunoscînd tensiunea de la intrarea detectorului și sensibilitatea necesară a receptorului (adică F.E.M. a frecvenței purtătoare din antenă), care pentru receptoarele de amatori trebuie să fie de cca. 2...40 μ V (în funcție de calitatea receptorului) se poate alege

numărul etajelor amplificatoare de radiofrecvență și de frecvență intermediară.

La alegerea numărului acestor etaje, ne putem orienta după următoarele date: creșterea tensiunii în circuitul de intrare este de obicei de ordinul 3...5 ori, amplificarea etajului de radiofrecvență pe undele scurte poate fi de ordinul 4...25 ori, amplificarea etajului schimbător de 30...60 ori, iar amplificarea etajului de frecvență intermediară de ordinul 50...150 ori, în funcție de tipul tuburilor alese, mărirea FI și calitatea circuitelor acordate.

În radioreceptoarele amatorilor de prima categorie, este bine să se folosească două etaje de amplificare RF și două—trei etaje de amplificare FI.

În radioreceptoarele mai simple, numărul etajelor poate fi redus, însă chiar o superheterodină simplă de amator, pentru mărirea sensibilității și selectivității pe frecvența imagine, trebuie să aibă cel puțin un etaj de amplificare în radiofrecvență.

În superheterodinele pentru benzile de amatori, care au o FI ridicată (de exemplu în superheterodinele cu dublă schimbare de frecvență), etajele de amplificare de radiofrecvență se pot executa cu acord fix, folosind în ele filtre de bandă cu bandă de trecere egală cu lățimea benzii de amatori. Aceasta va ieftini și simplifica construcția receptorului și îi va reduce dimensiunile, întrucât va dispărea necesitatea blocului voluminos al condensatoarelor variabile.

În etajul schimbător de frecvență trebuie folosit un oscilator separat.

La întocmirea schemelor generale ale radioreceptoarelor de orice tip, pentru a evita autooscilația prin circuitele de alimentare, trebuie prevăzută decuplarea electrică a etajelor cu ajutorul circuitelor de filtraj, formate din rezistențe și condensatoare (RC), iar condensatoarele și rezistențele din etajele de radiofrecvență trebuie să fie practic ne-reactive.

III. ELEMENTELE SCHEMELOR RADIO RECEPTOARELOR

Formule de calcul și date practice

Inductanța bobinelor RF

În scopuri practice, inductanța bobinelor de radiofrecvență poate fi calculată cu suficientă exactitate cu ajutorul formulelor următoare:

Pentru o bobină cilindrică cu un singur strat (fig. 69) când lungimea bobinajului este mai mare decât raza bobinei:

$$\left(b > \frac{D}{2}\right):$$

$$L = \frac{0,2 \cdot D^2 \cdot n^2}{9D + 20b}$$

Dacă bobinajului are diametru mai mare și un număr redus de spire, adică $b < \frac{D}{2}$

$$L = \frac{0,1 \cdot D^2 \cdot n^2}{4D + 11b}$$

Inductanța unei bobine cu mai multe straturi (fig. 70) se calculează cu formula:

$$L = \frac{0,08 D^2 \cdot n^2}{3D + 9b + 10c} \text{ unde } D \text{ este diametrul mediu:}$$

$$D = \frac{D_{\max} + D_{\min}}{2}$$

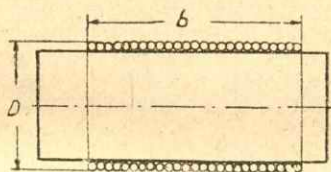


Fig. 69

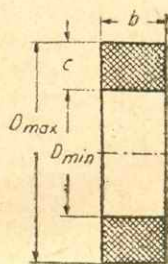


Fig. 70.

Pentru bobine de unde scurte cu un singur strat:

$$L = \frac{D n^2}{102 \frac{b}{D} + 45}$$

În aceste formule:

L — inductanța în μH ;

D — diametrul mediu al spirelor, în cm;

b — lungimea bobinajului în cm;

c — adâncimea radială a bobinajului, în cm;

n — numărul de spire.

Pentru simplificarea la maximum a calculului, dăm mai jos tabela 3, pentru bobinele cilindrice cele mai uzuale. În tabela 3 inductanța este dată în μH pentru un număr diferit de spire n de la 2 la 60, pentru diametre D ale bobinei de 2,3 și 5 cm și lungimea diferită — b — ale bobinajului corespunzător de la 0,2 la 1,2 diametre D.

Mărimea inductanței pentru bobine cu diametre de 4 și 6 cm se poate obține dacă se dublează mărimile date pentru diametrele de 2 și 3 cm.

Tabela 3

Inductanța bobinelor cilindrice cu un singur strat (μH)

Numărul de spire	Diametrul $D=2$ cm.				
	Raportul dintre lungimea bobinajului și diametrul b/D				
	0,2	0,35	0,5	0,75	1,2
2	0,128	0,100	0,080	0,064	0,048
3	0,228	0,225	0,180	0,144	0,108
4	0,512	0,400	0,320	0,256	0,192
5	0,800	0,625	0,500	0,400	0,300
6	1,150	0,900	0,720	0,575	0,430
7	1,570	1,225	1,980	0,780	0,590
8	2,050	1,600	1,280	1,025	0,770
9	2,590	2,025	1,620	1,295	0,970
10	3,200	2,500	2,000	1,600	1,200
12	4,600	3,600	2,880	2,300	1,720
14	6,300	4,900	3,920	3,150	2,360
16	8,200	6,400	5,120	4,100	3,070
18	10,400	8,100	6,500	5,200	3,900
20	12,800	10,000	8,000	6,400	4,800
25	20,000	15,600	12,500	10,000	7,500
30	28,800	22,500	18,000	14,400	10,800
35	39,200	31,200	24,600	19,600	14,700
40	51,200	40,000	32,000	25,600	19,200
45	65,100	50,500	40,500	32,500	24,300
50	80,000	62,500	50,000	40,000	30,000
60	115,000	90,000	72,000	57,500	43,000

Numărul de spire	Diametrul $D=3$ cm.				
	Raportul dintre lungimea bobinajului și diametrul b/D				
	0,2	0,35	0,5	0,75	1,2
2	0,192	0,150	0,120	0,096	0,072
3	0,432	0,338	0,270	0,216	0,162
4	0,770	0,600	0,480	0,385	0,288
5	1,200	0,940	0,750	0,600	0,450
6	1,720	1,350	1,080	0,860	0,645
7	2,350	1,840	1,470	1,175	0,885
8	3,080	2,400	2,070	1,540	1,155
9	3,900	3,050	2,430	1,920	1,455
10	4,800	3,750	3,000	2,400	1,800
12	6,900	5,400	4,320	3,450	2,580
14	9,450	7,350	5,900	4,700	3,550
16	12,300	9,600	7,700	6,150	4,600
18	15,600	12,150	9,750	7,800	5,850
20	19,200	15,000	12,000	9,600	7,200
25	30,000	23,400	18,800	15,000	11,250
30	43,200	33,800	27,000	21,600	16,200
35	59,000	45,500	36,500	29,500	22,000
40	77,000	60,000	48,000	38,500	28,800
45	97,500	76,000	61,000	48,800	36,500
50	120,000	94,000	75,000	60,000	45,000
60	172,000	135,000	108,000	86,000	64,500

Numărul de spire	Diametrul D=5 cm.				
	Raportul dintre lungimea bobinajului și diametrul b ₀ D				
	0,2	0,35	0,5	0,75	1,2
2	0,320	0,250	0,200	0,160	0,120
3	0,720	0,560	0,450	0,360	0,270
4	1,280	1,000	0,800	0,640	0,480
5	2,000	1,570	1,250	1,000	0,750
6	2,880	2,250	1,800	1,440	1,075
7	3,920	3,070	2,450	1,960	1,480
8	5 140	4,000	3,200	2,570	1 930
9	6,480	5,050	4,050	3,240	2,430
10	8,000	6,250	5,000	4,000	3,000
12	11,500	9,000	7,200	5,750	4,300
14	16,500	12,300	9,800	7,800	5,900
16	20,500	16,000	12,800	10,250	7,650
18	26,000	20,300	16,300	13,000	9,800
20	32,000	25,000	20,000	16,000	12,000
25	50,000	39,000	31,300	25,000	18,800
30	72,000	56,000	45,000	36,000	27,000
35	98,000	77,000	59,000	49,000	37,000
40	128,000	100,000	80,000	64,000	48,000
45	163,000	127,000	100,000	81,500	61,000
50	200 000	157,000	125,000	100,000	75,000
60	288,000	225,000	180,000	144,000	107,000

Bobine de șoc RF

Bobinele de șoc RF sînt piese foarte importante ale unui radioreceptor. Ele funcționează bine numai între 0,8 și 2,5 λ_0 (λ este lungimea de undă proprie a bobinei de șoc). Din această cauză procedeul cel mai avantajos deși neconvenabil din punct de vedere constructiv, este de a folosi bobine de șoc diferite pentru fiecare din benzile receptorului.

Dar aceasta nu este totdeauna posibil. În acest caz, pentru funcționare într-o bandă largă de frecvență, se folosește o bobină de șoc multiplă formată din cîteva secțiuni, avînd un număr diferit de spire. Pentru banda de 10 m este de dorit ca bobinele de șoc să fie bobinate cu pas variabil.

În tabela 4 sînt arătate datele bobinelor de șoc RF, avînd înfășurarea cu un singur strat. În tabelă D este diametrul bobinelor de șoc, l — lungimea bobinajului, λ_0 — lungimea de undă proprie, $\lambda_{\min}$ și $\lambda_{\max}$ — lungimea de undă minimă și maximă pe care funcționează bobina de șoc, d — diametrul conductorului fără izolație și d — pasul bobinajului.

Capacitatea proprie a bobinei de șoc (în pF) poate fi calculată cu formula :

$$C_{\text{bob șoc}} \approx (0,6 \dots 0,7) D,$$

unde D = diametrul bobinei de șoc, în cm.

Tabela 4

Date necesare pentru calculul bobinelor de șoc RF.

D (mm)	l (mm)	λ_0 (mm)	λ (mm) miu	λ (mm) max	d (mm)	α (mm)
20	75	70	56	175	0,15_0,2	0,3_0,4
20	50	60	48	150	0,15_0,2	0,3_0,4
20	25	45	36	110	0,15_0,2	0,3_0,4
15	75	45	36	110	0,15_0,2	0,3_0,4
15	50	35	28	90	0,15_0,2	0,3_0,4
15	25	27	22	65	0,15_0,2	0,3_0,4
10	75	30	24	75	0,1_0,15	0,4_0,6
10	50	25	20	60	0,1_0,16	0,4_0,6
10	25	20	16	50	0,1_0,15	0,6_0,8
6	40	15	12	36	0,1_0,15	0,6_0,8
6	25	12	9,5	30	0,1_0,15	0,6_0,8
6	15	10	8,5	25	0,1_0,15	0,8_1,0

Transformatoare de frecvență intermediară (FI) de fabricație sovietică

1. De la receptoarele de fabricație sovietică 6H-1; 6H-25; 6H-27; 9H-4 (FI=465 kHz).

În fig. 71 sint date dimensiunile, schema de legătură a bobinelor

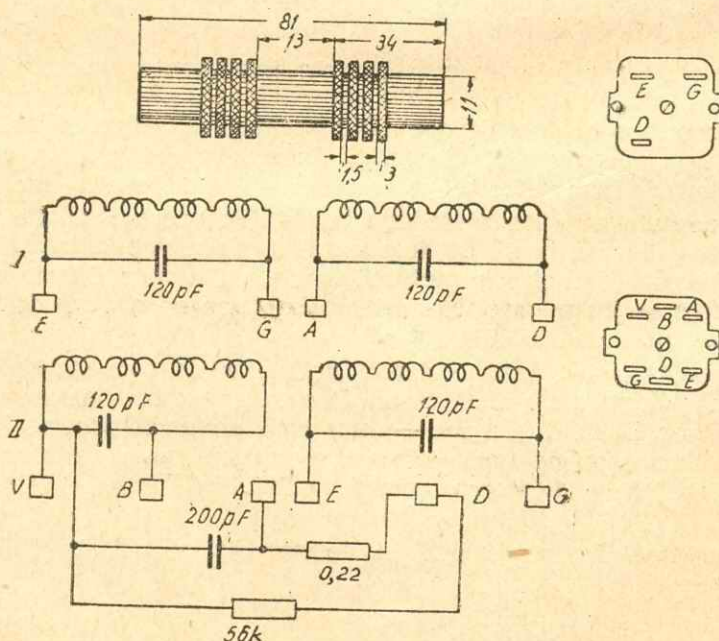


Fig. 71.

de cuplare a transformatoarelor FI, iar în fig. 72 schema amplificatorului FI a radioreceptorului. Fiecare bobină a circuitului acordat este fracționată în patru secțiuni separate. În fiecare secțiune sint cîte 72

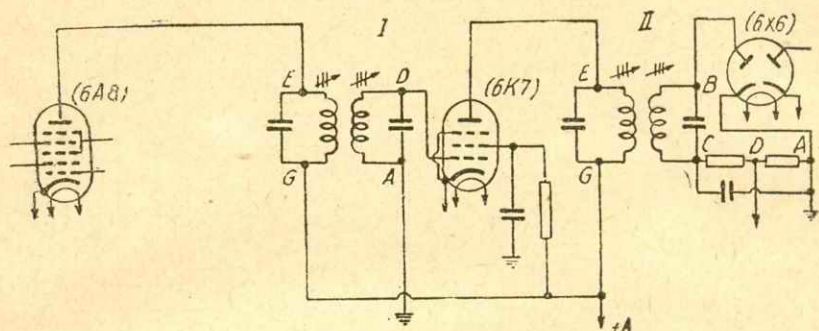


Fig. 72.

de spire, conductor-liță RF $0,08 \times 5$; rezistența la curent continuu J 8,6 Ω .

Inductanța $L \approx 1 \mu H$ la poziția mijlocie a miezului de fier divizat. Factorul de calitate $Q = 90$. Coeficientul de inducție mutuală $M = 0,01$

H. Acordul circuitelor FI se face cu ajutorul miezurilor de fier divizat cu diametrul de 9 mm.

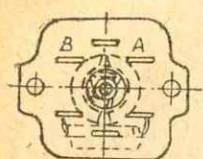
2. De la receptorul „Rodina“ (Patria).

În fig. 73 sint date dimensiunile și schema legăturii bobinelor FI, iar în tabela 5, datele transformatoarelor FI.

Tabela 5-

Datele transformatoarelor de frecvență intermediară ale receptorului „Rodina“

Nr. crt.	Parametrii	Unitatea de măsură	Mărimea
1	Numărul de spire pentru $L_{11} L_{12}$	η	70×4
2	Numărul de spire pentru $L_{13} L_{14}$	n	130×2
3	Rezistența ohmică	Ω	20
4	Diametrul exterior al bobinajului	mm	18
5	Coeficientul tensiunii pentru L maxim	Q	70
6	Inductanța	L (μH)	860
7	Lungimea șurubului (partea ce rămîne afară pentru L efectiv)	l (m/m)	7,5
8	Inductanța minimă	L min. (μH)	721
9	Inductanța maximă	L max. (μH)	1052
10	Variația la L de la L efectiv cu $\%_0$ creștere..	$\%_0$	22,5
11	Idem, descreștere	$\%_0$	16,5
12	Coeficientul tensiunii bobinei ptr. L. efectiv.....	Q	55
13	Frecvența bobinei	F (kHz)	460
14	Sîrmă liță		$0,80 \times 5$



Schema de montaj

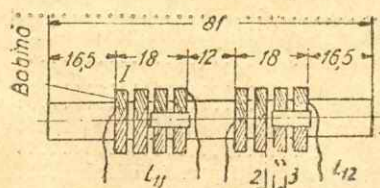
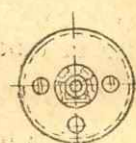
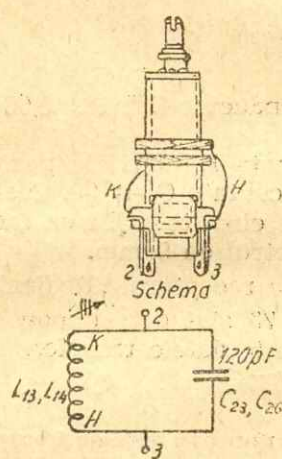
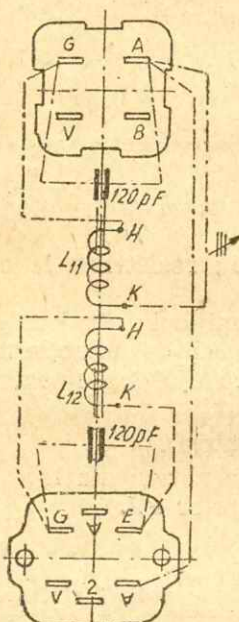
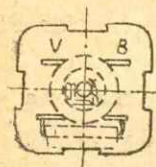
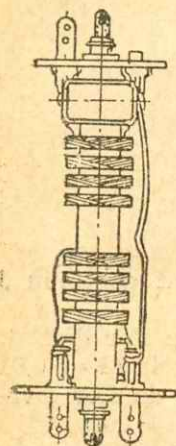


Fig. 73.

3. De la receptorul „Moskvici”.

Schemele legăturilor bobinelor și dimensiunile acestora sint aceleași ca și la „Rodina”, iar datele filtrului și transformatoarelor F.I. sint indicate în tabelele 6 și 7.

Tabela 6

Datele principale ale filtrului de frecvență intermediară de la receptorul „Moskvici”

Nr. crt.	Parametrii	Valoarea
1	Numărul de spire într-o secție (bobinaj fagure)	70
2	Numărul secțiunilor	4
3	Diametrul exterior al carcasei	19,8 m/m
4	Sîrma	$10 \times 0,07$
5	Rezistența ohmică	10 Ω
6	Inducția efectivă	900 μ H
7	Inducția minimă (cu miezul deșurubat)	760 μ H
8	Inductanța maximă cu miezul complet înșurubat	1150 μ H
9	Calitatea circuitului pentru L efectiv (Q)	130
10	Frecvența de acord a circuitului	460 kHz

Tabela 7

Datele principale ale bobinelor de frecvență intermediară de la receptorul „Moskvici”

Nr. crt.	Parametrii	Valoarea
1	Numărul de spire (fagure)	130×2
2	Sîrmă	0,12
3	Rezistența ohmică	20 Ω
4	Diametrul exterior al bobinajului	19 m/m
5	Inductanța efectivă	88 μ H
6	Inductanța minimă	7,21 μ H
7	Inductanța maximă	10,52
8	Coefficientul de tensiune pentru L efectiv	55
9	Frecvența de acord	460 kHz

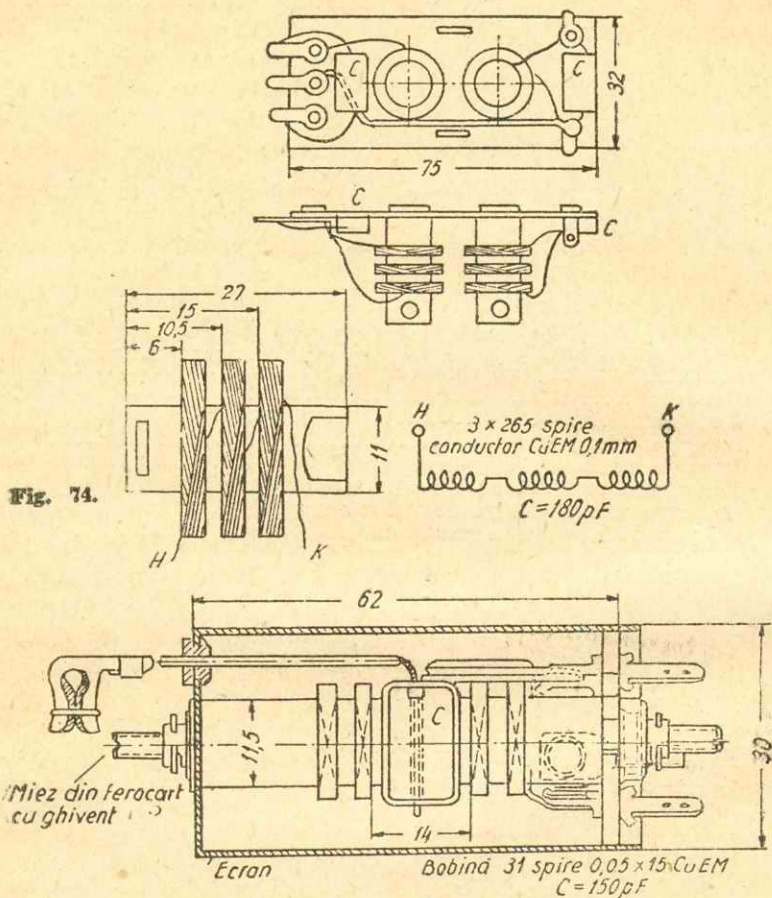
4. De la receptorul „Record 47” (FI = 110 kHz).

Datele și schema transformatoarelor FI sint arătate în fig. 74.

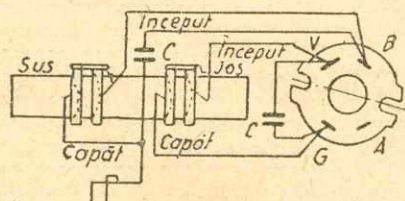
5. De la receptorul „RSI-4” (FI = 1 600 kHz).

Datele transformatorului FI sint arătate în fig. 75.

Transformator de F.I.
F=110



Schema de montaj pentru primul și al doilea transformator de FI



Schema de montaj pentru al treilea transformator de FI

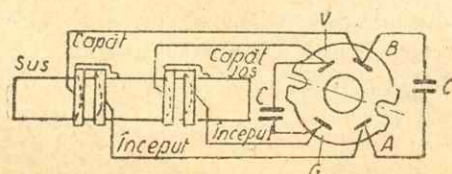


Fig. 75.

IV. MONTAREA RADIORECEPTOARELOR DE UNDE SCURTE

Montarea și construirea receptoarelor de unde scurte trebuie să fie deosebit de îngrijite. Construcției i se pun următoarele condiții : o dispunere rațională a pieselor și montarea lor corectă ; ușurință de exploatare (manipulare, reglaj, reparații) soliditate mecanică și aspect exterior frumos.

Șasiul receptorului este de dorit să fie metalic. Numai în receptoarele de tipul cel mai simplu (0—V—1,0—V—2) se poate folosi șasiu de lemn, îmbrăcat cu staniol.

Condițiile principale ale montajului sînt : capacități parazitare între conductoare și cuplaje inductive minime. Conductoarele prin care circulă curenți de radiofrecvență trebuie să fie scurte și să meargă pe drumul cel mai scurt. Trebuie ecranate cu îngrijire mai ales circuitele de grilă din amplificatoare, precum și etajele de amplificare de radiofrecvență între ele.

Diametrul optim al conductoarelor de conexiune din circuitele de radiofrecvență este de 1...1,5 mm. În circuitele de alimentare și etajele de audiofrecvență se pot folosi și conductoare de conexiune mai subțiri. Circuitele de încălzire la tuburile cu încălzire indirectă și directă, atunci cînd se alimentează prin curent alternativ, se recomandă să fie făcute din conductor dublu, răsucit. Legăturile trebuie făcute prin lipituri cositorite numai cu colofoniu (saciz).

Radioreceptorul de unde scurte necesită o montare deosebit de solidă pentru ca recepția să fie stabilă. Din acest punct de vedere, cele mai importante sînt etajul detector cu reacție din receptorul cu amplificare directă, și etajul schimbător de frecvență (schimbătorul de frecvență propriu zis și oscilatorul) din receptorul de tip superheterodină.

La montarea radioreceptoarelor nu se vor folosi în nici un caz ecranele și șasiul drept conductor, pentru circuite prin care circulă curenți de radiofrecvență. Piese ce trebuie puse la pămînt se vor lega între ele prin conductori, care se leagă la șasiu în unul sau mai multe puncte.

Butoanele de acord ale receptorului trebuie plasate astfel pe panou, încît receptorul să poată fi ușor manevrat. Scala trebuie să fie ușor citibilă.

În receptoarele de unde scurte de amatori destinate legăturilor îndepărtate nu trebuie redus numărul butoanelor de comandă din cauza excluderii unui organ de reglaj. Din contra, în scopul de a folosi toate posibilitățile receptorului, este bine ca el să aibă un număr mare de diferite reglaje și anume : un dispozitiv de acord, comutator de game, butoane separate pentru reglajul amplificării de radiofrecvență, frecvență intermediară și audiofrecvență, reglajul lărgimii benzii, echilibrarea cuarțului (cînd există filtru cu cuarț) reglajul limitatorului de paraziți, cuplarea și decuplarea oscilatorului al doilea, CAA etc.

V. SCHEME DE RECEPTOARE

Receptor de bandă O—V—1 la baterie

Acest receptor are un etaj detector cu reacție reglabilă și un etaj de amplificarea de audiofrecvență. Detecția este pe grilă. Bobinele din receptor sînt schimbătoare. Tuburile sînt de tipul 2K2M, 2Ж2М, sau CO 241. Schema de principiu a receptorului este dată în fig. 76.

Piesele receptorului. Bobinele se execută pe carcase cu diametrul de 20 mm. Bobina L_2 se bobinează pe aceeași carcasă cu bobina L_1 și

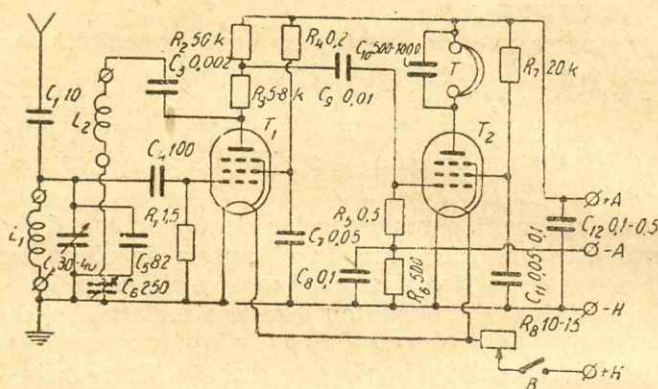


Fig. 76.

se așează lângă capătul bobinei L_1 , de la care pleacă un fir la condensatorul C_4 . Bobinele se introduc în interiorul soclurilor de bachelită de la tuburile din seria de sticlă, de tip vechi. Capetele bobinelor se lipesc la contactele soclurilor. Pe șasiul receptorului se fixează un suport de tub cu patru contacte, în care se poate introduce bobina respectivă.

Tabela 9

Datele bobinelor receptorului O — V — 1, la baterie

Numele benzilor	Benzile de amatori (m)	Numărul spirelor în L_1	Diametrul conductorului și tipul	Numărul spirelor în L_2	Diametrul și tipul conductorului
1	160	49	0,2 Cu E	15	0,15 Cu M
2	40	11	0,3 Cu M	13	0,15 Cu M
3	20	6,5	0,5 Cu M	11	0,15 Cu M
4	14	4,5	0,5 Cu M	10	0,15 Cu M
5	10	3,5	0,7 Cu M	8	0,15 Cu M

Condensatorul C_2 se face din aluminiu sau alamă de grosimea 1 mm. El are o placă fixă și una mobilă. Dimensiunile plăcilor sînt date în fig. 77. Datele celorlalte piese sînt trecute în schemă.

Receptorul se montează pe un șasiu din lemn avînd dimensiunile de $150 \times 140 \times 50$ mm. Panoul frontal, de dimensiuni 150×150 mm, se taie din placaj de 3 mm, partea interioară fiind ecranată cu o foaie subțire de aluminiu sau cositor de la condensatoare clacate.

Reglarea receptorului se reduce la reglarea regimului de producere a oscilațiilor și ajustarea bobinelor. Ajustarea bobinelor se face prin deplasarea spirelor extreme ale bobinei L_1 . Pentru alimentarea receptorului este necesară o baterie anodică de 120 V, iar pentru încălzire un acumulator cu tensiunea de 2 V.

Receptor de bandă 1—V—1 la baterie

Receptorul are un etaj de amplificare de radiofrecvență, un etaj detector cu reacție reglabilă și un etaj amplificator de audiofrecvență. Reglarea reacției se face prin variația tensiunii de la grila ecran a tubului T_2 . Acordul în fiecare bandă de amator se face cu două condensatoare variabile pe ax comun. Trecerea de pe o bandă pe alta se face

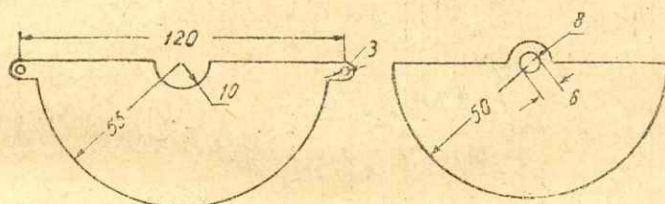


Fig. 77.

printr-un comutator de bandă, iar în lipsa acestuia se pot face bobine schimbătoare.

Toate tuburile receptorului sînt de timpul 2K2M, 2Ж2M sau CO—241.

Schema receptorului este dată în fig. 78.

Detalii. Bobinele de acord se bobinează spirală lingă spirală, pe carcase cilindrice cu diametrul de 20 mm. Bobinele L_2 și L_3 se bobinează pe o singură carcasă și se dispun în prelungire.

Bobinarea se face într-un singur sens, astfel ca bobina L_3 apare ca și cum ar fi continuarea bobinei L_2 .

Tabela 9

Datele bobinelor receptorului 1 — V — 1, la baterie

Benzile de amatori (m)	Bobina și numărul de spire	Conductor	Bobina și numărul de spire	Conductor
160	L_1-49 L_5-49	Cu E 0,2	$L_{11}-15$	Cu M 0,15
40	L_1-11 L_7-11	Cu E 0,5	L_2-13	Cu M 0,15
20	$L_3-6,5$ $L_3-6,5$	Cu E 0,5	$L_{13}-1$	Cu M 0,15
14	$L_4-4,5$ $L_9-4,5$	Cu E 0,5	L_4-10	Cu M 0,15
10	$L_5-3,5$ $L_{10}-3,5$	Cu E 0,7	$L_{15}-8$	Cu M 0,15

Blocul condensatoarelor variabile poate fi transformat dintr-un bloc dublu de la orice receptor de radiodifuziune; el are câte o placă fixă și una mobilă în fiecare condensator. Distanța dintre plăci este de circa 2 mm.

Comutatorul de bandă se alege gata fabricat, având două discuri cu cinci poziții, cu două grupe de contacte pe fiecare disc. Datele celorlalte piese sînt indicate în schemă.

Receptorul se montează pe un șasiu metalic cu dimensiunile $250 \times 150 \times 50$ mm. Bobinele circuitelor acordate de intrare și ale etajului detector, trebuie să fie ecranate cu grijă una de alta.

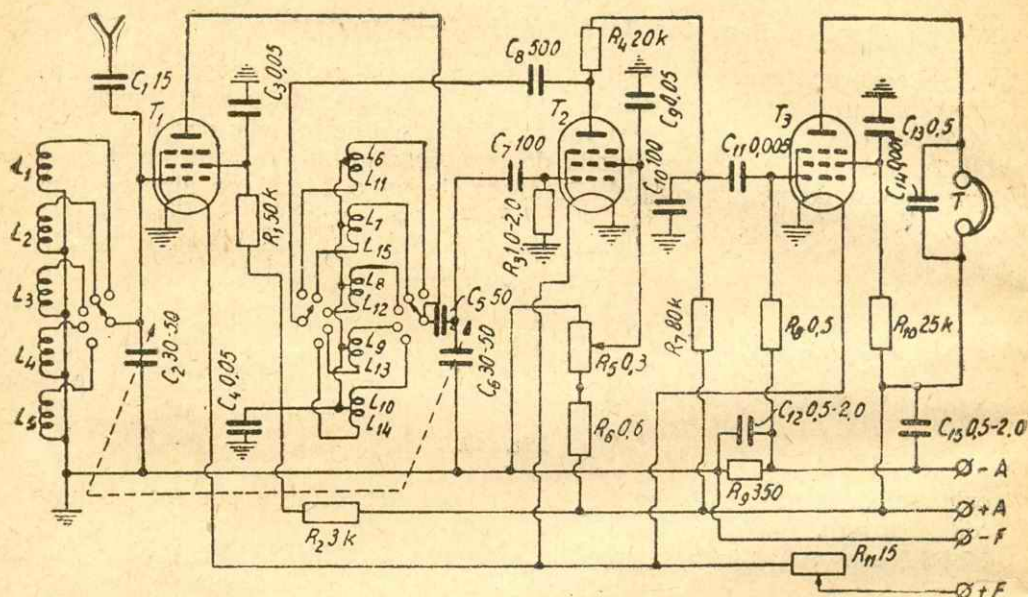


Fig. 78.

Reglajul receptorului constă în fixarea precisă a benzilor lui, acordarea circuitelor de intrare și detector și reglarea reacției. La început trebuie verificată funcționarea amplificării de audiofrecvență, apoi se reglează cu atenție reacția, așa fel ca oscilația să se producă lin în toate benzile. După aceasta se fixează benzile de amator, iar ajustarea se face depășind spirele extreme ale bobinelor L_6 , L_7 , L_8 , L_9 și L_{10} . În sfârșit, în acelaș fel se ajustează la rezonanță, după maximum de audibilitate, circuitul acordat de intrare al receptorului.

Receptor de bandă 1—V—1 la rețea

Schema de principiu a receptorului este arătată în fig. 79.

Receptorul are un etaj amplificator de radiofrecvență, ce funcționează cu tubul 6K7, un etaj detector cu reacție reglabilă cu tub 6K7, 6K8 sau 6K7 și un etaj amplificator de audiofrecvență cu tub

6П6 C. Reglarea reacției se face variind tensiunea aplicată pe grila ecran a tubului etajului detector.

Ca sarcină în circuitul anodic al tubului detector servește fie rezistența nereactivă R_4 de $0,25 \text{ M}\Omega$, fie circuitul acordat de rezonanță format din bobina L_{11} și condensatorul fix C_{17} . Acest circuit este acordat pe frecvența de $800\ldots 900 \text{ Hz}$ și se cuplează la recepția stațiilor radio-telegrafice. La trecerea la funcționare cu filtru, în serie cu circuitul acordat $L_{11} C_{17}$ se cuplează rezistența R_6 , care asigură un regim constant tubului detector.

Acordarea în limitele fiecărei benzi de amator se face cu ajutorul condensatorilor variabili pe ax comun C_2-C_3 . Trecerea de la o bandă la alta se face cu ajutorul unui comutator de benzi.

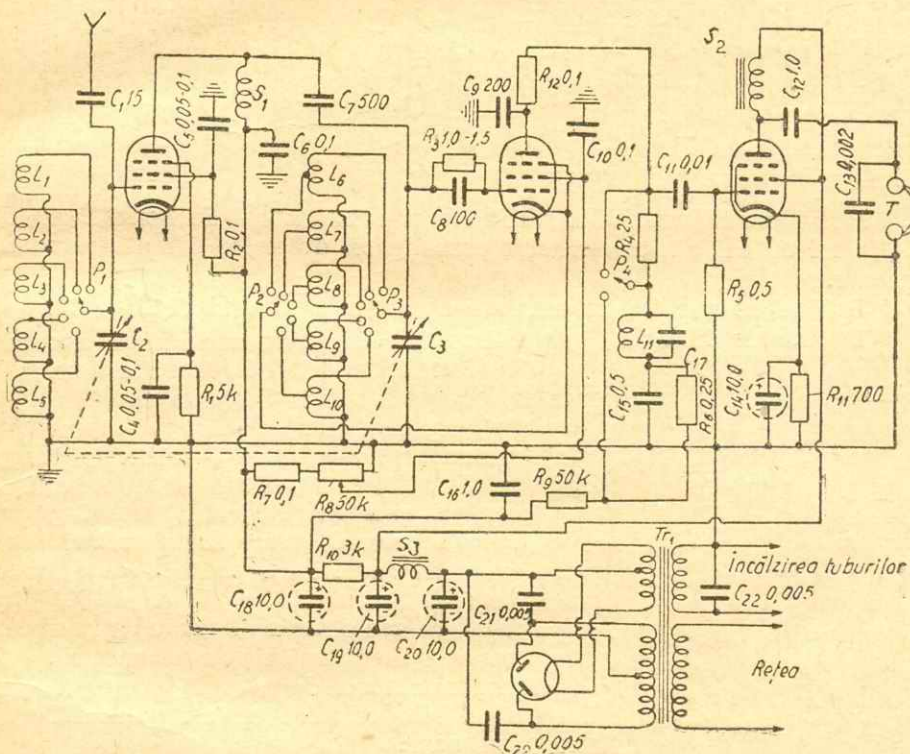


Fig. 79.

În lipsa acestuia, bobinele pot fi făcute schimbătoare, fixindu-le la culoturi de tuburi și folosind pentru conectarea lor socluri corespunzătoare.

Detalii. Bobinele se realizează pe carcase cilindrice cu diametrul de 17 mm .

Toate bobinele, cu excepția celei pentru banda de 160 m, sînt bobinate cu un anumit pas, cu conductor Cu E 0,6, astfel ca lungimea bobinajului să fie de circa 14 mm.

Bobinele benzii de 160 metri sînt bobinele cu conductor Cu E 0,2, spiră lîngă sipră.

Tabela 10

Numărul de spire al bobinelor receptorului 1 și V 1 cu alimentare de la rețea

Bobinele	L_1	L_2	L_3	L_4	L_5	L_6	L_7	L_8	L_9	L_{10}
Benzile	10	14	20	40	160	10	14	20	40	160
Numărul de spire	3,5	5,5	8	18	56	3,5	3,5	8	18	56
Priza (față de capătul pus la pământ)	—	—	—	—	—	1,5	2	3,0	4	8

Blocul condensatoarelor variabile și comutatorul de benzi P_1 P_2 P_3 sînt la fel cu cei din construcția precedentă. Celelalte comutatoare sînt separate.

Bobina de șoc RF se execută conform desenului din fig. 80.

Bobina de filtru L_{11} este formată din patru secțiuni a câte 5000 spire din conductor 0,1 în fiecare secțiune. Bobinarea se face pe o bucată de lemn de 10 mm diametru și 45 mm lungime, pe care, pentru despărțirea secțiunilor, se îmbracă 5 șaibe de prespan sau textolit cu diametrul exterior de 40 mm. Lățimea fiecărei secțiuni este de 10 mm. Capacitatea condensatorului C_{17} este 11 500 pF.

Bobina de șoc AF S_2 poate avea orice valoare.

Bobina de șoc de rețea S_3 este de tipul obișnuit în celulele de filtraaj ale redresoarelor.

Transformatorul de rețea T_2 are o putere de 40...80 W și este calculat pentru redresarea ambelor alternanțe.

Tensiunea de ieșire a redresorului (după bobina de șoc de rețea S_3) trebuie să fie de 220...250 V la un curent de 40 mA.

Datele celorlalte piese sînt indicate pe schema de principiu.

Receptorul este bine să se monteze pe un șasiu metalic dreptunghiular cu dimensiunile 375×150×70 mm. Redresorul trebuie să fie separat de cealaltă parte a receptorului printr-un ecran de fier.

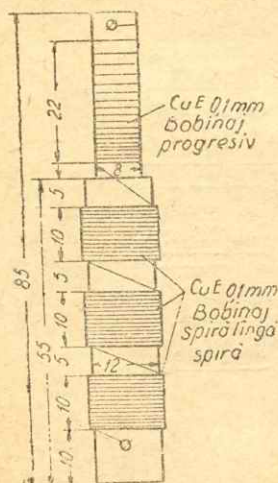


Fig. 80.

Bobinele circuitelor acordate de intrare și ale etajului detector trebuie să fie bine ecranate una de alta.

Reglarea receptorului se face în aceeași succesiune ca și la receptorul 1—V—1 de baterie.

Adaptor pe unde scurte la retea pentru benzile de amatori

Adaptorul de unde scurte (fig. 81) reprezintă un aparat, care fiind cuplat la un radio receptor oarecare de unde lungi și medii, permite recepția pe unde scurtă. Mai jos se dă descrierea lui. Adaptorul descris mai jos dă posibilitatea să se recepționeze în telegrafie și telefonie stațiile de amatori care lucrează în benzile de 10, 14, 20 și 40 m.

El are trei tuburi: un tub de amestec T_1 (6J17), un tub oscilator local T_2 (6X7 sau 6K7) și un tub oscilator, pentru recepționarea semnalelor telegrafice T_3 (6X7 sau 6K7).

Acordarea pe diferite stații se face cu ajutorul condensatoarelor variabile C_2-C_7 pe ax comun. FI este aleasă în jur de 1 400 KHz. La o asemenea FI se atenuiază parazitii pe frecvența imagine.

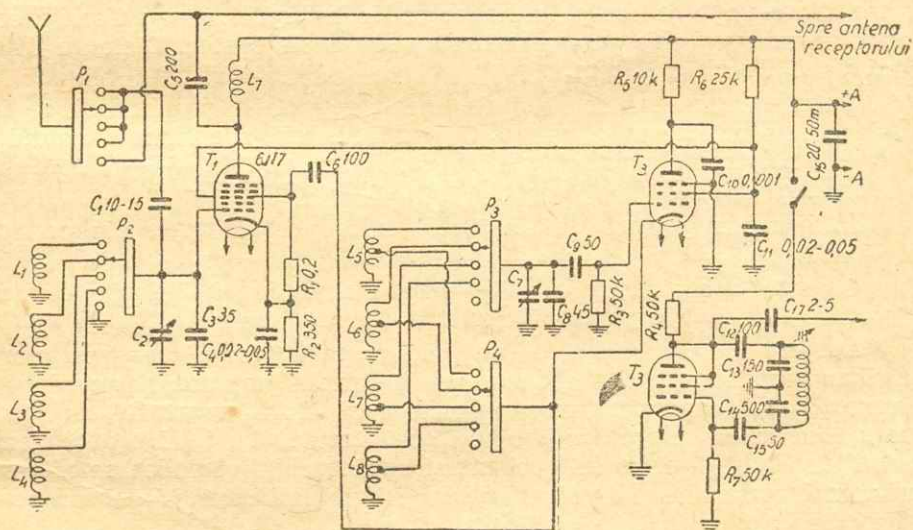


Fig. 81.

Filamentele tuburilor adaptorului se alimentează de la un mic transformator coborîtor de tensiune: tensiunile anodice se iau din receptorul de radiodifuziune.

Adaptorul poate fi alimentat în întregime de receptor sau de la un redresor separat.

Detalii : Bobinele R.F. ale adaptorului sînt bobinate pe tuburi de cartușe de pușcă de vînătoare sau pe carcase cu diametrul de 20 mm. cu conductor 0,8. Bobinajul se face cu pas anumit, astfel ca lungimea

lui să aibă circa 10 mm. indiferent de numărul de spire. Excepție fac bobinele benzii de 40 m, care se bobinează spiră lângă spiră.

Tabela 11

Numărul de spire al bobinelor adaptorului de unde scurte

Benzile	10 m	14 m	21 m	40 m
Bobinele	L ₁ L ₅	L ₂ L ₃	L ₆ L ₇	L ₄ L
Numărul de spire	4 3,5	6 5,3	9 8,5	18 16
Priza (îafă de capătul pus la pământ)	— 1,5	— 2	— 3	— 5

Pentru bobina L₈ a oscilatorului al doilea, se poate folosi circuitul oscilant al oricărui transformator de frecvență intermediară (FI) care are FI egală cu FI a receptorului.

Blocul condensatoarelor variabile de acord C₂ și C₇ se poate transforma dintr-un bloc de la un receptor de radiodifuziune; fiecare condensator va avea câte o placă la rotor și una la stator. Distanța dintre plăci va fi de circa 2 mm.

Datele transformatorului de încălzire sînt următoarele: fier III-20*) sau oricare altul apropiat ca dimensiuni, secțiunea miezului — 4 cm². Înfășurarea primară pentru tensiunea de 220 V — 2 400 spire din conductor 0,15.

Înfășurarea pentru încălzirea tuburilor are 70 spire din conductor 0,7...1.

L₇ este o bobină de șoc RF pentru unde lungi. Valorile condensatoarelor fixe și ale rezistențelor sînt date în schemă (fig. 81).

Adaptorul se montează pe un șasiu metalic (sau căptușit cu metal) cu dimensiunile 210 × 160 × 75 mm. Bobinele circuitului acordat de intrare, blocul condensatoarelor variabile și transformatorul de încălzire se fixează deasupra, iar bobinele oscilatorului L₅, L₆, L₇ și L₈ comutatorul de benzi și circuitul oscilant al oscilatorului al doilea se află sub șasiu. În fața șasiului este fixată scala cu acul indicator. Vernierul poate fi de orice tip.

Reglajul. Adaptorul se conectează la receptorul de radiodifuziune acordat pe frecvența de 1 400 KHz (230 m). Gradația scalei receptorului corespunzătoare acestei frecvențe trebuie marcată, iar pe timpul funcționării cu adaptorul, indicatorul trebuie pus totdeauna exact pe această gradație. După aceea, prin mișcarea și deplasarea spirelor se ajustează bobinele oscilatorului L₅, L₆, L₇ și L₈, pentru benzile de amatori. Apoi prin același procedeu, după audibilitatea maximă a reacției, se reglează bobinele circuitului acordat de intrare L₁, L₂, L₃ și L₄.

La recepția stațiilor telegrafice, cu ajutorul comutatorului P_5 se introduce oscilatorul al doilea. Reglajul lui se face cu un miez de fier divizat sau cu un condensator ajustabil paralel (trimmer) până la tonul de bătaie dorit. Legătura oscilatorului al doilea cu receptorul se face indirect prin circuitele de alimentare. În cazul unui cuplaj insuficient, el trebuie mărit prin legarea unei bucăți mici de conductor la condensatorul C_{17} introducând în interiorul receptorului, fără însă a o lega la ceva.

Superheterodină de bandă la rețea, cu 5 game

Receptorul comportă un etaj de amplificare de radiofrecvență, un etaj schimbător de frecvență cu oscilator separat, două etaje de amplificare de frecvență intermediară, al doilea detector și CAA. Pentru recepția stațiilor telegrafice, se conectează al doilea oscilator. După detector urmează două etaje de amplificare de audiofrecvență.

Receptorul are regulator de volum și regulator de sensibilitate cu ajutorul amplificatorului RF și FI. Frecvența intermediară este egală cu 460 kHz. Schema receptorului este dată în fig. 82.

În amplificatorul FI se folosește filtru cu cuarț. În lipsa cristalului, recepția se face la fel ca și atunci când cuarțul este deconectat.

Tonul bătailor poate fi schimbat la recepția semnalelor telegrafice cu ajutorul condensatorului C_{41} .

Partea de radiofrecvență a receptorului este executată în așa fel, încât construcția bobinelor ce le conține să fie cât mai simplă și să necesite un număr minim de comutări. Toate bobinele sunt executate cu conductor 0,6 pe carcase cu diametrul de 17 mm. cu un pas anumit, astfel ca lungimea bobinajului să fie circa 14 mm.

Bobinele gamei de 160 m se bobinează spiră lângă spiră cu conductor 0,15.

Blocul condensatoarelor variabile este procurat dintr-un receptor R S I-4.

La rotoare a fost lăsată numai cite o singură placă în fiecare secțiune.

Transformatoarele FI pentru frecvența de 460 kHz pot fi luate de orice tip.

Pentru circuitul oscilant al oscilatorului al doilea se folosește circuitul acordat de la un transformator FI, care se montează în receptor împreună cu blindajul său. Al doilea circuit acordat al transformatorului se exclude. De obicei bobina transformatorului este formată din patru secțiuni. De la prima secțiune (considerată de la capătul pus la pământ) se ia o priză pentru reacție.

Valorile rezistențelor și condensatoarelor sunt date în schema de principiu. Valorile capacității condensatoarelor C_{23} și C_{24} trebuie să fie aceleași și egale cu dublul capacității lui C_{22} din primarul transformatorului FI.

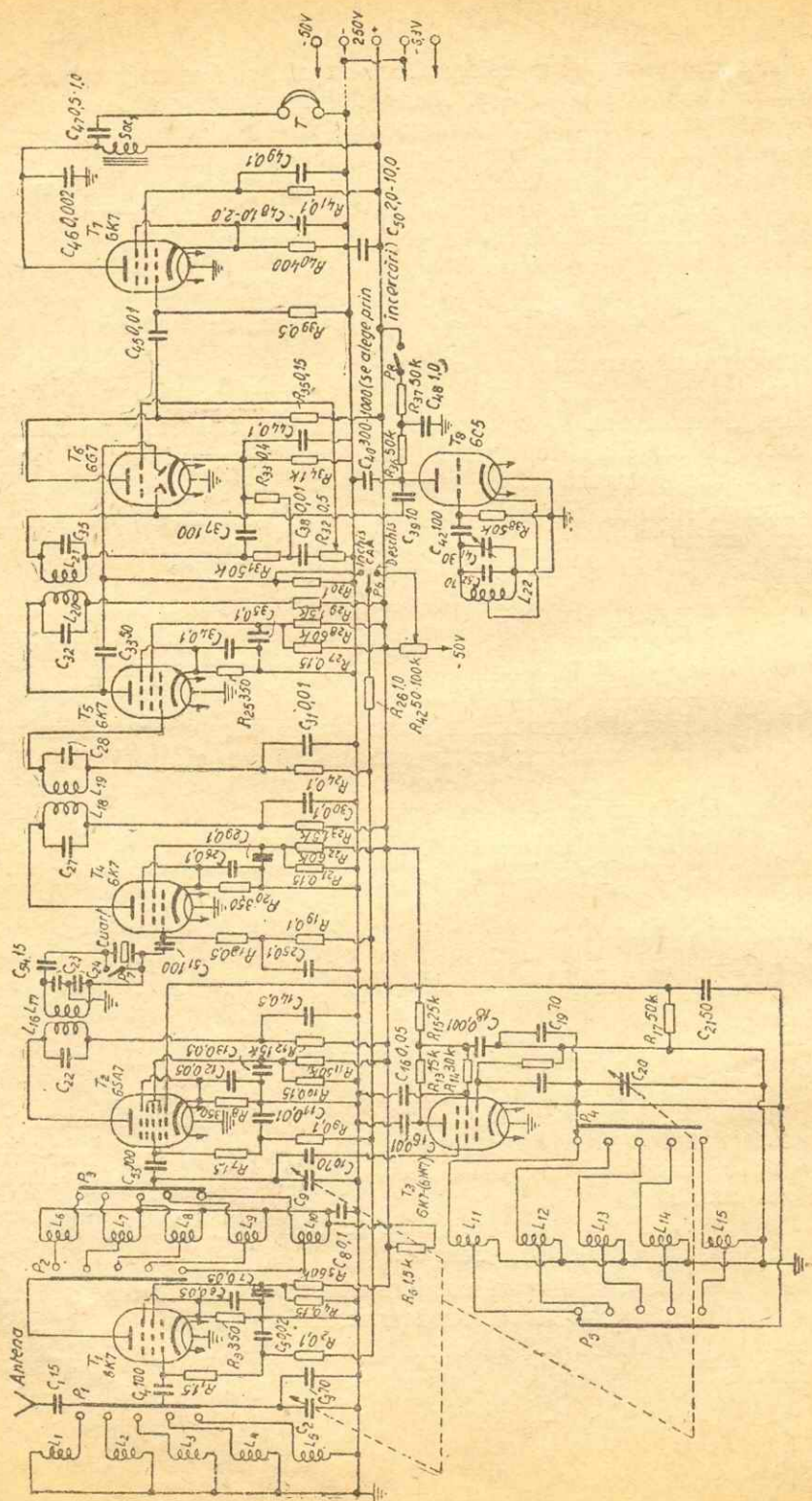


Fig. 82.

Receptorul se montează pe un șasiu cu dimensiunile de $300 \times 230 \times 60$ mm. În centrul șasiului, deasupra, se așază blocul de condensatoare variabile, iar dedesubt comutatorul de benzi și bobinele circuitelor de acord.

Tabela 12

Datele bobinelor superheterodinei de bandă cu 5 game

Benzile	10 m			14 m			20 m			40 m			160 m		
Bobinele	L ₁	L ₆	L ₁₁	L ₂	L ₇	L ₁₂	L ₃	L ₈	L ₁₃	L ₄	L ₉	L ₁₄	L ₅	L ₁₀	L ₁₅
Numărul de spire	3,5	3,5	3,5	5,5	5	5,5	8	8	8	18	18	18	64	64	64
Priză considerată de la capătul pus la pământ	—	3,0	1,5	—	4	2	—	6	3	—	12	5	—	40	9

Secțiunea de antenă a comutatorului și bobinele de antenă sînt separate de celelalte bobine printr-un ecran transversal.

Reglajul receptorului trebuie început cu partea de audiofrecvență, apoi se face acordarea transformatoarelor de frecvență intermediară.

După ce transformatoarele FI au fost acordate, prin deplasarea spirelor bobinei circuitului oscilant al oscilatorului, se ajustează receptorul pe benzile de amator.

Aci, după audibilitatea maximă, tot prin deplasarea spirelor se acordează la rezonanță circuitele amplificatorului FI.

La acordarea receptorului cu filtru de cuarț, toate transformatoarele FI trebuiesc acordate exact pe frecvența cuarțului. Pentru aceasta, este mai bine să construim cu un cristal existent oscilatorul cel mai simplu sau să folosim oscilatorul al doilea al receptorului, conectînd cuarțul în circuitul său de grilă, în locul condensatorului de grilă.

După așezarea cristalului la loc, transformatorul filtrului va fi întrucîtva dezacordat, la cuplarea cuarțului. Punînd condensatorul de echilibrare C pe tîria minimă a zgometelor, se ajustează transformatorul filtrului pînă la banda de trecere dorită. Cea mai mică lărgime a benzii de trecere se va obține la acordarea exactă a circuitelor acordate pe frecvența cuarțului.

Căutarea stațiilor de radio se face cel mai bine cu o bandă largă, întrucît în cazul benzii înguste pot scăpa ușor stațiile slabe din cauza curbei de rezonanță foarte ascuțite.

Găsind stația necesară, se îngustează banda pînă la minimum și apoi, variînd capacitatea condensatorului de echilibrare, se elimină (taie) stația perturbătoare (dacă există).

Superheterodină de bandă la rețea cu 6 game

Receptorul descris mai jos, are 6 benzi: 28 000...30 000 kHz, 20 500...22 000 kHz, 13 700...14 700 kHz, 6 000 — 7 400 kHz, 3 450...3 700 kHz și 1 175...1 900 kHz.

Fără modificări esențiale, numai prin schimbarea valorii condensatorilor de ajustaj, se pot modifica subgamele, sau reuni într-o singură gamă de la 10 la 200 m.

Media frecvență este acordată pe 460 kHz, iar sensibilitatea nu este mai mică de $8 \mu V$.

Schema de principiu este arătată în fig. 83.

Receptorul are 7 etaje: amplificator de radiofrecvență, schimbător de frecvență cu oscilator local separat, 2 etaje amplificatoare de frecvență intermediară, detector cu diodă și 2 etaje amplificatoare de audiofrecvență. În afară de aceasta, are regulator automat de volum, care se pune în funcție pentru recepția în telefonie și un al doilea oscilator, necesar pentru recepția semnalelor telegrafice nemodulate, și un miliampermetru care indică acordul (S-metru).

Antena este cuplată inductiv.

Amplificatorul de radiofrecvență are cuplaj pentru transformator și folosește tubul 6K3 (6SK7). Tensiunea la grila ecran se primește din distribuitor format din rezistențele R_3 și R_4 .

Negativarea grilei de comandă se ia din circuitul C.A.A. sau de la regulatorul manual al amplificatorului R_{28} , prin filtrul compus din rezistența R_2 și condensatorul C_{10} și prin rezistența de scurgere R_1 .

Schimbătorul de frecvență este montat după schema cu oscilator separat și folosește ca tub de amestec un 6A7 (6SA7) sau 6A10, iar ca oscilator pentoda de radiofrecvență 6K8 (6SK8) sau 6K7. Tensiunea de alimentare a grilei ecran a tubului de amestec și a plăcii și ecranului oscilatorului este stabilizată cu ajutorul tubului stabilizator CT 4C (T_9). Grila de comandă a tubului stabilizator este negativată cu — 2V de la rezistența R_6 din circuitul catodic al tubului.

În scopul măririi stabilității receptorului, etajul schimbător de frecvență nu este acționat nici de C.A.A. și nici de regulatorul manual al amplificării.

În circuitul anodic al tubului este introdus un filtru cu cuarț. Echilibrarea cuarțului se realizează cu ajutorul condensatorului variabil C_{37} , iar reglajul benzii de trecere prin condensatorul C_{40} . Cu ajutorul comutatorului K_9 cuarțul poate fi scos sau introdus în circuit.

Frecvența de rezonanță a cuarțului este de 460 kHz.

Acordul receptorului se realizează printr-un agregat de condensatoare variabile C_9 , C_{19} și C_{29} .

Stabilirea limitelor superioare ale benzilor extinse se realizează prin condensatoarele de ajustare C_1 - C_6 , C_4 - C_{16} și C_2 - C_{26} , cu o capacitate maximă de 40...50 pF și depinde de tipul agregatului de acord folosit.

Amplificatorul de frecvență intermediară lucrează cu tuburile T_4 și T_5 de tipul 6K3 (6SK7). Negativarea primită din circuitul regulatorului automat de volum ajunge la tubul T_4 prin filtrul $R_9 C_{41}$, iar la tubul T_5 prin filtrul $R_{13} C_{44}$.

Alimentarea grilei ecran a tubului T_4 se primește din distribuitorul compus din rezistențele R_{10} și R_{11} , iar a tubului T_5 din R_{14} și R_{15} . În circuitul anodic al celui de-al doilea amplificator de frecvență intermediară se găsește un miliampermetru, care servește ca indicator de acord (mA_1) și întrerupătorul K_{10} . Cu ajutorul potențiometrului R_{18} se stabilește acul la zero.

Se poate folosi orice miliampermetru cu scala de 2...3 mA. Dacă în timpul lucrului acul bate peste cap, miliampermetrul se șuntează cu o rezistență.

Ca detector se folosește dioda din stînga a tubului T_6 (6Γ2 sau 6Γ7). Drept sarcină servesc rezistențele R_{19} și R_{20} .

Tensiunea de audiofrecvență atacă grila de comandă a părții triode prin potențiometrul R_{21} , care constituie regulatorul de volum.

Al doilea oscilator este realizat cu tubul 6Ж8 sau 6Ж7. Tensiunea de radiofrecvență, culeasă de pe rezistența de sarcină R_{32} a tubului, prin condensatorul cu capacitate mică C_{50} , ajunge la placa diodei de detecție. Frecvența bătilor obținute se poate modifica cu ajutorul condensatorului variabil C_{58} . Tensiunea de placă a oscilatorului este stabilizată cu ajutorul unui tub de tipul CF 4 C.

Ca detector al C.A.A. se folosește dioda din dreapta a tubului T_6 . Tensiunea negativă de blocare se trimite la placa acesteia pe cale combinată. Tensiunea de -3V ajunge nemijlocit la placă prin rezistența de sarcină R_{24} de la rezistența R_{25} al distribuitorului introdus în circuitul negativ al sursei de alimentare; în afară de aceasta, tensiunea suplimentară de 3V ajunge la placa diodei prin rezistența R_{22} din circuitul catodic al acestui tub.

În acest fel, tensiunea totală de blocare este de 6 V. Sistemul CAA se pune și se scoate din funcție, cu ajutorul comutatorului K_8 .

Tensiunea de negativare de 17 volți cu care se alimentează grila de comandă a tubului final se ia din rezistențele $R_{35} + R_{36}$. Etajul final al amplificatorului de audiofrecvență are reacție negativă, pentru a micșora distorsiunile de frecvență și cele nelineare.

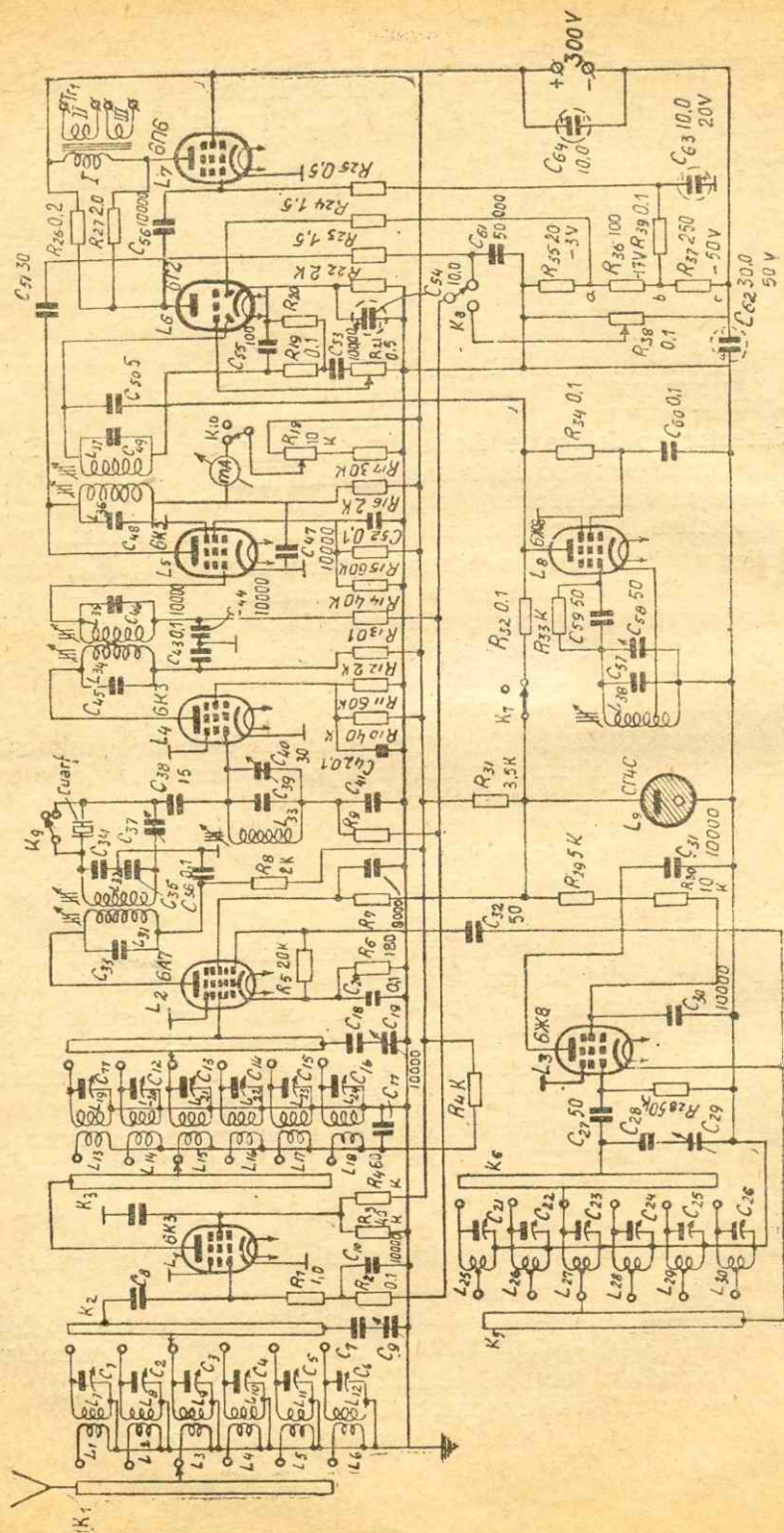
Distribuitorul de tensiune a reacției negative este format din rezistențele R_{26} și R_{27} , prima din ele fiind în același timp și sarcina părții triode a tubului T_6 .

Majoritatea pieselor sint „de fabrică”.

Transformatorii de frecvență intermediară (460 kHz) pot fi de orice construcție.

Pentru circuitul oscilant al celui de al doilea oscilator, se folosește o jumătate din transformatorul de frecvență intermediară.

Al doilea circuit al acestui transformator se scoate din blindaj și se folosește pentru filtrul cu cuarț ($L_{33} C_{39} C_{40}$).



Acest bobinaj împreună cu cristalul de cuarț, condensatorul de neutralizare C₃₇ și condensatorul C₄₀ se închide într-un ecran de aluminiu.

Bobinele se execută pe carcase cu diametrul de 20 mm.

Bobinele de cuplaj ale antenei se execută din conductor Cu E M 0,1...0,15, bobinându-se într-un singur strat, spirală lângă spirală.

Fiecare bobină pentru gama de 160 m. se compune din 2 secțiuni executate în fagure. Pot fi executate și de mină, bobinându-se fiecare secțiune între 2 runde din material izolant.

Lungimea bobinelor este de 3 mm.

Celelalte bobine sînt cilindrice, cu spire distanțate.

Transformatorul de ieșire se bobinează pe un miez de fier, indiferent de tip, cu o secțiune de 4...5 cm². Înfășurarea primară are 2.500 spire din conductor Cu E 0,15...0,20.

Înfășurarea secundară (pentru căști) are 1200 spire din conductor Cu E 0,1, iar a doua înfășurare secundară destinată pentru un difuzor dinamic de 2,5...3 W are 56 spire din conductor Cu E 0,8.

Datele rezistențelor și condensatoarelor sînt date în schemă.

Receptorul se montează pe un șasiu de aluminiu de 300×230×50 mm.

Tabela 13

Datele bobinelor superheterodinei de bandă, la rețea, cu 6 game

Banda	Bobine circuite grilă A.R.F. și modulator			Bobine oscilator				Bobine intrare A.R.F. și circuit anodic modulator			
	Bobina	Nr. spire	Tip conductor diametru mm	Bobine	Nr. spire	Priza	Tip conductor diametru mm	Bobina	Bobina	Nr. spire	Nr. spire
10	L ₇ și L ₁₉	4	Cu E 1,0	L ₂₅	4	2	Cu E 1,0	L ₁	3	L ₁₃	4
14	L ₈ și L ₂₀	5	Cu E 1,0	L ₂₆	5	2	Cu E 1,0	L ₂	3	L ₁₄	4
20	L ₉ și L ₂₁	9	Cu E 0,5	L ₇	9	3	Cu E 0,5	L ₃	5	L ₁₅	8
40	L ₁₀ și L ₂₂	20	Cu E 0,3	L ₈	18	4	Cu E 0,3	L ₄	7	L ₁₆	12
80	L ₁₁ și L ₂₃	40	Cu E 0,2	L ₉	36	6	Cu E 0,2	L ₅	10	L ₁₇	20
160	L ₁₂ și L ₂₄	2×50	Cu E 0,2	L ₃₀	2×40	20	Cu E 0,2	L ₆	12	L ₁₈	30

În partea din față șasiului se fixează panoul frontal de 300×200 mm și 2...5 mm grosime. Pe acest panou se află butoanele de comandă

pentru : condensatoarele de acord, comutatorul de gamă, regulatorul de amplificare, regulatorul de volum, regulatorul tonalității băților, echilibrarea filtrului cu cuarț, reglarea benzii de trecere și întrerupătoarele indicatorului de acord, ale CAA și ale celui de al doilea oscilator.

Pentru a micșora numărului butoanelor, se pot monta pe același ax, de exemplu întrerupătorul celui de-al doilea oscilator cu condensatorul pentru reglajul tonalității băților, condensatorul pentru reglajul benzii de trecere cu întrerupătorul cuarțului, întrerupătorul CAA cu întrerupătorul indicatorului de acord.

Acordarea (alinieră) se începe de la proba de audiofrecvență. După aceea, cu ajutorul heterodinei, se acordează transformatoarele de frecvență intermediară pe frecvența de rezonanță a cuarțului.

În lipsa unei heterodinei, se poate executa o heterodină simplă folosindu-se cristalul de cuarț sau se poate folosi în acest scop cel de al doilea oscilator, înlocuind condensatorul C_{59} cu cristalul de cuarț.

După acordul transformatoarelor de frecvență intermediară, se stabilește limita superioară a tuturor benzilor.

Practic, acest lucru se realizează astfel : prin rotirea butonului de acord se aduc rotoarele condensatoarelor în poziția de capacitate minimă, și se acționează asupra condensatoarelor de ajustaj C_{21} și C_{22} . Cu ajutorul condensatoarelor de ajustaj C_1-C_6 și $C_{11}-C_{16}$ se aliniază celelalte circuite ale receptorului.

În continuare, trebuie găsite valorile pentru rezistențele distribuitorului R_{35} , R_{36} și R_{37} , în așa fel încît tensiunile în punctele a, b și c să corespundă valorilor arătate în schemă. (fig. 83) Metodele de acordare a filtrului cu cuarț au fost descrise detaliat în capitoul respectiv.

Receptorul U.U.S. O—V—2 la baterie

După cum se vede din schema de principiu (fig. 84) acest receptor este o superreacție cu două etaje de amplificare de audiofrecvență. În etajul de superreacție și final, lucrează pentodele $2\Pi I\Pi$, iar în etajul preamplificator de audiofrecvență $1K1\Pi$ sau $1B1\Pi$ (cu partea pentodă).

La ieșirea receptorului se pot conecta căștile, un difuzor cu paletă liberă sau un dinamic cu putere mică, prevăzut de un transformator de ieșire. Sensibilitatea receptorului este de 10...15 μ V.

Bobina L_2 se execută pe o carcasă ceramică cu un diametru de 15 mm, bobinându-se 5 spire distanțate din conductor Cu E 1,5 mm, lungimea totală a bobinajului fiind de 15 mm.

Bobina poate fi executată și fără carcasă.

Bobina pentru cuplajul antenei L_1 se execută dintr-o spiră de conductor de 1,5 mm și se montează la 2...4 mm de bobina L_2 .

Bobina de șoc RF S_1 se bobinează cu un singur strat, pe o car-

casă cilindrică din material ceramic cu un diametru 5...6 mm (aproximativ 40 spire din conductor Cu E 0,25...0,3).

C_1 este un condensator obișnuit de ajustare cu dimensiuni reduse, avînd ca dielectric aerul. Capacitatea lui trebuie să varieze între limitele

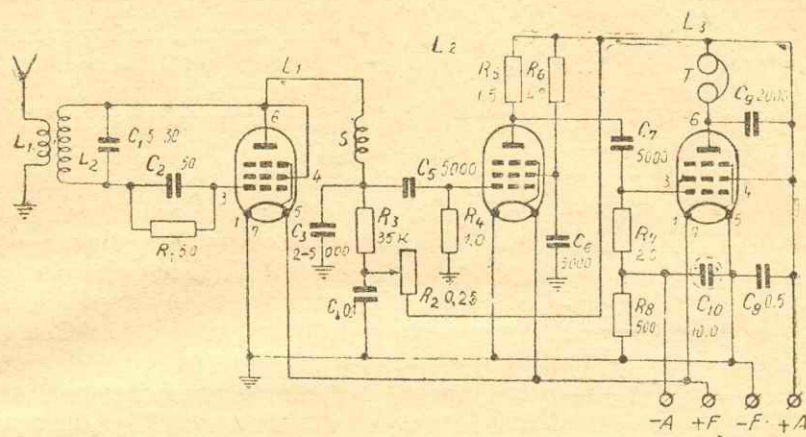


Fig. 84.

5...30 pF. Printr-un sistem oarecare i se fixează un ax al cărui capăt este scos prin panoul frontal.

Condensatorul C_2 trebuie să fie ceramic.

Receptorul se montează pe un șasiu metalic, cu dimensiunile exterioare de 130×80×50 mm.

Conexiunile pieselor părții de radiofrecvență trebuie să fie drepte și cît mai scurte; se poate folosi conductor neizolat de 1,5 mm.

Acordarea receptorului constă în special din obținerea unei oscilații stabile pe toată gama și în reglarea părții de audiofrecvență.

În timpul acordării trebuie ales un astfel de regim, încît la modificarea tensiunii anodice a tubului T_1 cu ajutorul rezistenței variabile R_2 să apară zgomotul caracteristic al superreacției, fără fluerături.

Trebuie specificat că unele exemplare din tuburile 2Π1Π, în general nu oscilează pe ultrascurte, cu toate că funcționează foarte bine în amplificatorul de audiofrecvență.

Pentru alimentarea filamentelor este necesară o pilă uscată, iar pentru circuitele anodice o baterie de 80...90 V. La filament receptorul consumă aproximativ 300 mA, iar din bateria anodică 7...8 mA. Se admite scăderea tensiunii anodice pînă la 45...50 V, însă scade odată cu aceasta și tăria audii.

Receptor pentru U.U.S. 1—V—2 la rețea

Schema de principiu a receptorului este arătată în fig. 85. El conține un etaj amplificator de radiofrecvență, un detector cu superreacție și 2 etaje amplificatoare de audiofrecvență. Sensibilitatea acestui recep-

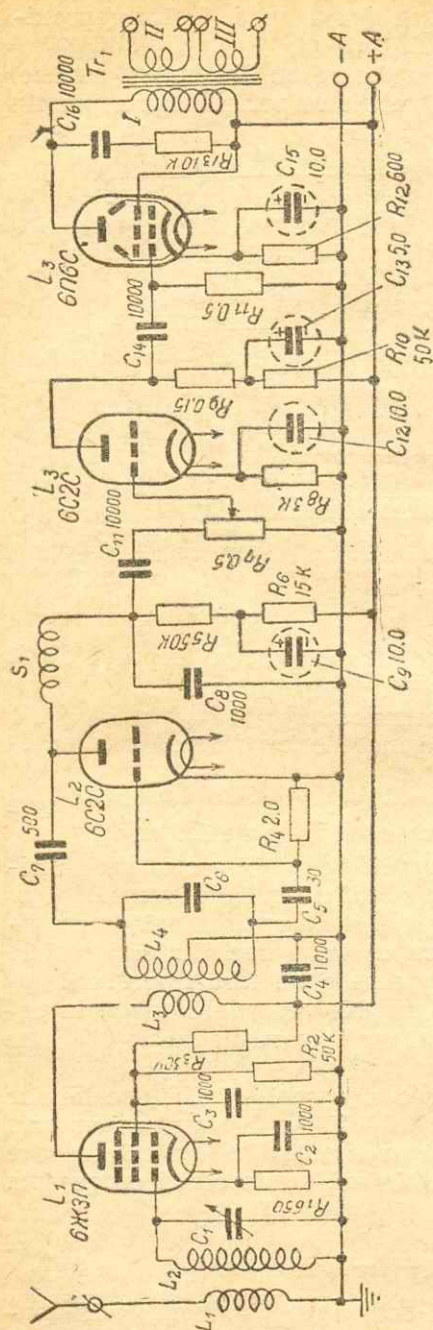


Fig. 85.

tor este aproximativ $8...10 \mu V$, iar gama de lucru $84...88 \text{ MHz}$.

Prezența etajului amplificator de radiofrecvență, oprește radiația oscilațiilor generate, ceea ce înlătură perturbațiile recepției altor receptoare și înlătură de asemenea influența antenei asupra etajului detector, mărind astfel simțitor stabilitatea recepției.

În etajul amplificator de radiofrecvență se folosește pentoda 6Ж3П (6АЖ5). În locul ei poate fi folosit tubul 6Ж1Ж (954) sau 6Ж4 (6 AC7).

Etajul detector cu superreacție este executat după schema „în 3 puncte” și lucrează cu tubul 6C2C (6J5) care poate fi înlocuit cu tubul 6C5 sau 6C2C (955).

Amplificatorul de audiofrecvență este montat după schema obișnuită RC.

Primul etaj lucrează cu tubul 6C2C (6J5) iar al doilea cu tubul 6П 6C. Ieșirea receptorului este calculată pentru un difuzor dinamic, având rezistența bobinei mobile de $2,5 \Omega$ și pentru căști.

Alimentarea receptorului se face dintr-un redresor separat, care dă 250 V tensiune redresată și aproximativ 40 mA.

Bobinele L_2 și L_4 se bobinează pe carcase ceramice cu un diametru de 20 mm și au câte 3,5...2 spire cu un conductor de 1,5 mm.

Aceste bobine se pot executa și fără carcase.

Bobinele L_1 și L_3 se execută cu același conductor și au câte două spire. Se montează la o distanță de 2...3 mm de bobinele L_2 și L_4 .

Bobinele se execută cu spire distanțate.

Bobinele L_2 și L_4 au o lungime de 20 mm iar L_1 și L_3 , 10 mm.

Bobina de șoc de radiofrecvență S_1 se execută de asemenea pe o carcasă ceramică cu un diametru de 6...7 mm și are 80 spire conductor Cu E 0,15...0,2. Bobinajul lui este progresiv.

Drept condensatoare de acord C_1 și C_6 se folosesc trimeri cu aer, avind dimensiuni reduse și o capacitate de 3...20 pF. Axele condensatoarelor se prelungesc și se scot prin panoul frontal.

Prelungitoarele pentru axe se execută dintr-un material izolant de înaltă calitate.

Transformatorul de eșire Tr_1 se bobinează pe un miez de fier indiferent de tip, avind secțiunea de 4...5 cm².

Bobinajul secundar are 2.500 spire din conductor Cu E 0,15...0,20.

Bobinajul secundar pentru căști are 1.200 spire din conductor Cu E 0,1, iar al doilea bobinaj secundar pentru difuzorul dinamic de 2,5...3 ohmi are 56 spire din conductor Cu E 0,8.

Datele celorlalte piese sint arătate in schema de principiu.

Receptorul se montează pe un șasiu metalic de 200×120×50 mm. Montajul părții de radiofrecvență trebuie executat cu sirmă de cupru, de preferat argintată, cu un diametru mai mic de 1,5 mm.

Toate conexiunile trebuie să fie cit mai scurte. Nu este admis a se apropia conexiunile grilei și anodului în etajul amplificator de radiofrecvență.

Drept conductor de minus, se folosește o bară de cupru. Toate conexiunile care merg la masă se conectează la această bară.

Montajul părții de audiofrecvență se execută în mod obișnuit.

Acordarea receptorului se rezumă la reglajul părții de audiofrecvență, alegerea unui regim stabil de lucru al etajului cu super-reacție, (oscilații stabile pentru toată gama) și la aducerea la rezonanță a bobinelor etajului amplificator de RF și etajului detector.

Reglajul etajului detector se face prin mutarea cursorului (prizei) bobinei L_4 și alegerea valorilor necesare ale rezistenței R_4 și capacității C_5 .

PARTEA A DOUA

CAP. IV

RADIOEMIȚĂTOARE

I. INTRODUCERE

Producerea radiofrecvenței este una din problemele cele mai importante ale radiotehnicii. Generatoarele de oscilații de radiofrecvență au în radio un rol tot atît de important ca și radioreceptoarele. Radioamatorul își aduce partea de recepție a stației sale la un înalt grad de perfecțiune, de obicei în perioada activității sale ca radioreceptor. Din această cauză după ce el devine emițător, își concentrează activitatea sa experimentală asupra învățării tehnicii emițătoarelor și a antenelor de emisie.

A trecut de mult timpul, cînd radioamatorii foloseau în instalațiile lor radioemițătoare de tipul cel mai simplu, cu autoexcitație. „Îngheșuiala” actuală de pe benzi este atît de mare, încît pentru o activitate

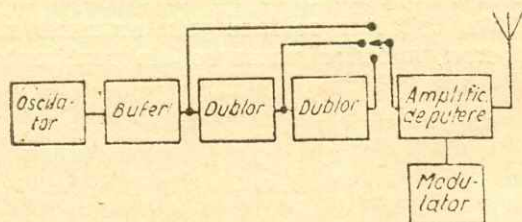


Fig. 86.

reușită în traficul de radioamatori trebuie să dispunem de un emițător, care să satisfacă cerințe tehnice superioare. Din această cauză, în manualul de față se studiază numai radioemițătoare cu oscilatoare independente (pilot), acestea fiind cele mai bune. Studiul schemelor cu autooscilație este dat în subcapitolul referitor la oscilatoarele pilot.

Schema-bloc a unui radioemițător modern este dată în figura 86. Să vedem părțile ei componente.

II. AMPLIFICATOARELE DE PUTERE

Vom începe studiul radioemițătoarelor cu etajul final (amplificatorul de putere).

Amplificatorul de putere este format în general, dintr-un tub electronic, o rezistență de sarcină și o sursă de alimentare (fig. 87).

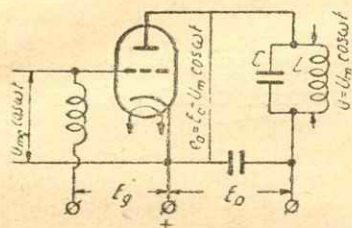


Fig. 87.

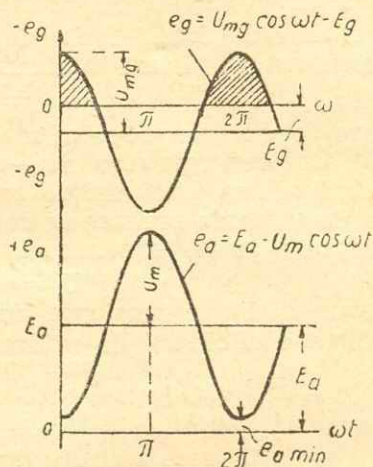


Fig. 88.

La grila de comandă a tubului se aplică F.E.M. alternativă de la oscilatorul pilot sau etajele intermediare.

Sub acțiunea F.E.M. aplicată la grila tubului, curentul lui anodic devine pulsator, iar componenta alternativă a curentului anodic produce la bornele rezistenței de sarcină o d. d. p. de radiofrecvență.

De obicei rezistența de sarcină din circuitul anodic al tubului este un circuit oscilant acordat.

În circuitul de grilă al tubului se aplică tensiunea de radiofrecvență de la etajul precedent. Această tensiune are forma

$$U_g = U_{mg} \cos \omega t$$

În afară de aceasta, la grilă este aplicată tensiunea de negativare E_g . Valoarea instantanee (momentană) a tensiunii rezultate pe grilă este egală cu :

$$e_g = U_{mg} \cos \omega t - E_g$$

iar valoarea maximă a tensiunii grilei :

$$e_{g \max} = U_{mg} - E_g$$

Datorită faptului că tubul conduce curentul în spațiul grilă-catod, numai într-un singur sens, în momentul cînd $e_g \leq 0$, în circuitul grilei nu va fi curent. În acest fel, în circuitul grilei curentul trece numai pe timpul acelei părți a perioadei, în care grila are un potențial pozitiv în raport cu catodul.

Tensiunea momentană a anodului reprezintă diferența dintre tensiunea sursei de alimentare și tensiunea de radiofrecvență a circuitului oscilant, adică $e_a = E_a - U_m \cos \omega t$, cu condiția ca circuitul oscilant anodic să fie acordat pe frecvența tensiunii de radiofrecvență.

Tensiunea minimă de pe anod $e_{a \min} = E_a - U_m$ se numește tensiune reziduală (rămasă).

Tensiunea maximă de pe anod este $e_{a \max} = E_a + U_m$ și de obicei este apropiată de dublul tensiunii anodice E_a .

În momentul în care tensiunea grilei are valoarea maximă,

$$e_{g \max} = U_{mg} - E_g.$$

tensiunea la bornele circuitului oscilant va fi de asemenea maximă (fig. 88), iar tensiunea anodului—minimă.

Amplitudinea tensiunii de radiofrecvență U_m a circuitului oscilant depinde de valoarea rezistenței de sarcină la rezistență R_o și de valoarea curentului primei armonice I_{a1} .

$$U_m = I_{a1} \cdot R_o$$

Raportul dintre tensiunea de radiofrecvență și tensiunea anodică se numește coeficientul de utilizare a tensiunii anodice și se exprimă astfel :

$$\xi = \frac{U_m}{E_a}$$

Cele mai răspândite regimuri sînt acelea la care coeficientul $\xi = 0,5 \dots 0,95$.

Clasele de funcționare a amplificatorului de putere

Amplificatoarele de putere funcționează totdeauna avînd o negativare pe grila de comandă a tubului.

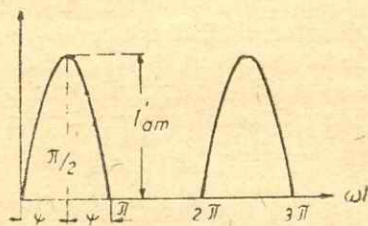


Fig. 89.

Regimul clasă A cunoscut radioamatorilor, fiind folosit larg în amplificatoarele de audiofrecvență, nu se întrebunțează în etajul final al emițătorului.

Regimul clasă A se folosește uneori, după cum se va arăta mai jos, numai în etajele separatoare ale emițătorului.

În amplificatoarele de putere, care funcționează cu tensiune negativă pe grilă, curentul anodic are un caracter de impulsuri. Forma impulsului curentului anodic depinde mai ales de raportul dintre ten-

siunea de negativare de pe grila de comandă și amplitudinea tensiunii de radio frecvență, precum și de mărimea importanței circuitului oscilant la rezonanță.

Impulsul curentului anodic al amplificatorului ce funcționează în regim clasă B are, după cum știm, o formă sinusoidală (fig. 89). Cu asemenea formă de impuls lucrează adesea etajele de ieșire în regim de putere maximă. Clasa B permite să se obțină un randament mult mai mare și să se scoată din tub o putere mult mai mare decât în cazul funcționării în regim clasă A.

Pentru a mări și mai mult randamentul, în etajele finale din radioemitoare se folosește de obicei regimul de clasă C. În amplificatoarele finale de audiofrecvență, regimul de clasă C nu se folosește deloc din cauza apariției unor foarte mari distorsiuni neliniare.

De obicei impulsul de curent anodic, în cazul funcționării amplificatorului de putere în clasele B și C, are o formă complicată. Formele principale ale impulsurilor de curent anodic sunt arătate în fig. 90. Un asemenea impuls poate fi reprezentat ca suma componentei continue și a curenților sinusoidali ai frecvenței de bază și a armonicelor lor. Marele număr de armonice din compunerea impulsului de curent anodic constituie tocmai cauza distorsiunilor neliniare.

După cum s-a arătat mai sus, sarcina etajului final din radioemitoare o constituie de obicei un circuit oscilant acordat la rezonanță pe frecvența fundamentală sau pe prima armonică a impulsului din circuitul de grilă. Circuitul oscilant al emițătorului de unde scurte reprezintă pentru componenta continuă a curentului anodic o foarte mică rezistență (miimi de Ω). Pentru componenta alternativă a frecvenței fundamentale, circuitul oscilant acordat la rezonanță pe această frecvență prezintă impedanța cea mai mare, care este egală cu :

$$R_0 = K \frac{L}{C r_k}$$

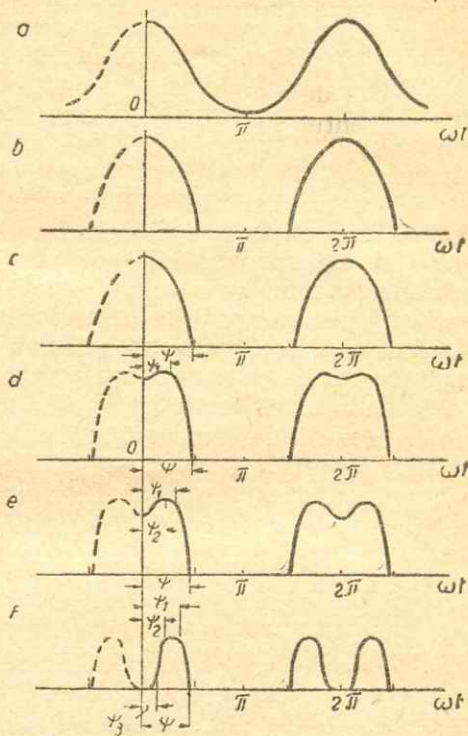


Fig. 90.

Aici K este un coeficient de proporționalitate dependent de dimensiunile lui L și C . Dacă L este exprimat în μH iar C în pF , atunci $K = 10^6$. L este inductanța circuitului oscilant, C este capacitatea lui, iar r_k este rezistența ohmică (activă) a circuitului oscilant în Ω .

Impedanța circuitului oscilant este de obicei mică la curenții armonice componente. Tensiunile alternative produse de acești curenți în circuitul oscilant, nu depășesc 10% din tensiunea frecvenței fundamentale. Aceasta permite să se folosească cu succes regimul de clasă C în amplificatorul final al emițătorului.

Din diferitele forme ale impulsului de curent anodic se vede că în primul caz de funcționare a amplificatorului de putere în clasă A (fig. 90 a) curentul anodic există pe toată durata perioadei, variind numai ca mărime.

Pe timpul funcționării în regim de clasă B (fig. 90 b) la o tensiune a grilei de comandă egală cu zero, curentul anodic este de asemenea zero (practic aproape egal cu zero). Astfel curentul anodic va trece aproximativ numai pe timpul unei jumătăți de perioadă. În mod convențional, semiperioada în care trece curentul anodic se numește unghiul inferior de tăiere a curentului anodic și se notează cu litera ψ . Pentru amplificatoarele ce funcționează în regimul de clasă B unghiul de tăiere ψ este egal cu circa 90° .

În cazul funcționării amplificatorului în regim de clasă C (fig. 90 c), negativarea grilei de comandă a tubului se alege în așa fel, încît curentul anodic să treacă într-un timp mai mic decît o semiperioadă. Unghiul de tăiere a curentului anodic va fi în acest caz mai mic de 90° .

Amplificatorul lucrînd în clasă C se caracterizează printr-un randament mare.

Trecerea de la regimul de funcționare dintr-o clasă în alta, se face mai ales prin variația negativării grilei de comandă și prin variația tensiunii de radiofrecvență (excitația). Tensiunea de negativare poate fi stabilită în modul cel mai simplu. Pentru clasa A negativarea grilei tubului este determinată de abscisa punctului de funcționare din mijlocul porțiunii rectilinii a caracteristicii tubului cum se arată în fig. 91 (punctul A). Negativarea pentru regimul clasă B este dată de segmentul de pe abscisa determinată de prelungirea porțiunii rectilinii a caracteristicii tubului — fig. 91 (punctul B).

Negativarea pentru clasa C se ia mai mare decît pentru clasa B.

Mărirea randamentului amplificatorului de putere și sporirea în acest scop a coeficientului de utilizare a tensiunii anodice duce la funcționarea amplificatorului cu curenți de grilă mari. Mai înainte s-a arătat că, valoarea minimă a tensiunii momentane la anod se obține în acel moment cînd tensiunea rezultantă pe grilă atinge valoarea maximă. În acest caz tensiunea reziduală de pe anod poate fi mai mică ca tensiunea maximă a grilei. În urma acestui fapt, impulsul de curent anodic în porțiunea sa superioară va pierde forma ascuțită și poate prezenta o șea sau chiar două creste separate (șea totală). Pentru caracterizarea acestui fel de impulsuri, nu este suficient unghiul porțiunii inferioare.

Impulsul retezat (fig. 90 d) se caracterizează în afară de unghiul porțiunii inferioare $\psi\psi$, și prin unghiul ψ_1 al porțiunii superioare. Impulsul cu o șea mică este caracterizat prin trei unghiuri de tăiere: ψ , ψ_1 și ψ_2 (fig. 90 e).

Impulsul cu o șea totală (sau desdoire) se caracterizează prin existența a patru unghiuri de tăiere: ψ , ψ_1 , ψ_2 și ψ_3 (fig. 90 f). Ultima formă a impulsului de curent anodic se obține atunci când tensiunea reziduală de la anod atinge o valoare nulă sau chiar negativă. În acest caz curenții grilei pot fi egali în valoare cu curentul anodic. Toate aceste deformări ale impulsului de curent anodic sînt urmarea distribuției curentului în tub între diferiții lui electrozi. Regimul normal de lucru al amplificatorului de putere în sarcină este punctul în care impulsul de curent anodic este tăiat sau are o șea mică.

Un amplificator de putere reglat normal trece în regimul cu impuls în șea sau cu șea totală atunci cînd se micșorează cuplajul cu antena; un asemenea regim nu este bun pentru funcționare.

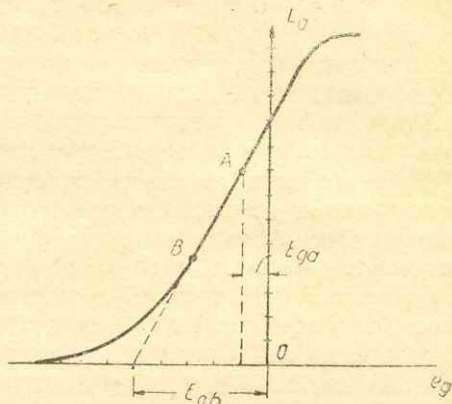


Fig. 91.

Calculul regimului amplificatorului de putere

Factorii de bază care caracterizează funcționarea amplificatorului de putere al emițătorului sînt: puterea aplicată, puterea de radiofrecvență și puterea disipată pe anozii tuburilor. Prin puterea aplicată se înțelege puterea consumată de amplificator din sursa de alimentare anodică.

Puterea de radiofrecvență a amplificatorului este puterea utilă ce se obține în circuitul oscilant. Puterea disipată pe anozii tuburilor este diferența dintre puterea aplicată și cea de radiofrecvență.

Primul dintre regimurile studiate mai sus, în care impulsul de curent anodic are o formă ascuțită, este caracterizat printr-o tensiune RF care nu depășește 80...85% din valoarea tensiunii anodice, curenți mici de grilă, o importantă componentă continuă a curentului anodic și o putere disipată pe anozii tuburilor însemnată. Acest regim poartă denumirea de regim de subtensiune și are loc cînd rezistența de rezonanță are valoare mică, sau cînd tensiunea maximă din intervalul grilă-catod este insuficientă. Aceasta din urmă se poate întîmpla atunci cînd negativarea este normală însă tensiunea de excitație este insuficientă, sau cînd tensiunea de excitație este normală dar negativarea este prea mare.

Al doilea regim are loc cind impulsul de curent anodic prezintă virful turtit, fiind caracterizat prin creșterea curenților de grilă și a puterii maxime de radiofrecvență și s-a convenit să fie numit regim optim sau critic. Acest regim are loc cind $\xi = \xi_{\text{opt}}$ și $R_o = R_{o, \text{opt}}$.

Al treilea regim apare cind la impulsul de curent anodic se produce șeaua și se caracterizează printr-o creștere puternică a curenților de grilă, micșorarea puterii de radiofrecvență a componentei continue a curentului anodic și a puterii disipate pe anozii tuburilor. Acest regim poartă denumirea de regim de supratensiune și are loc cind $\xi > \xi_{\text{opt}}$ și $R_o > R_{o, \text{opt}}$.

Trebuie remarcat că, maximul puterii de radiofrecvență și randamentul maxim se obțin la regimuri diferite ale amplificatorului. Astfel, puterea de radiofrecvență maximă se obține la regimul optim, iar randamentul maxim la regim de supratensiune.

Din aceste considerente, regimul cel mai potrivit este acela la care puterea de radiofrecvență și randamentul sînt apropiate de valorile maxime. Acesta este un regim de ușoară supratensiune și se caracterizează printr-un impuls cu o șea mică la $\psi = 80^\circ$ și $\psi_1 = 15...20^\circ$.

La calculul regimului amplificatorului, cunoaștem de obicei puterea de radiofrecvență. După puterea de radiofrecvență dată, se face alegerea tipului tubului. Pentru orientarea în cazul funcționării etajului final în clasă B, puterea maximă de radiofrecvență ce se poate obține

$$a) \text{ amplificator de putere cu triodă : } P_{RF \text{ max}} = 0,16 \cdot I_s \cdot E_a$$

$$b) \text{ amplificator de putere cu tetrodă : } P = 0,15 \cdot I_s \cdot E_a$$

$$c) \text{ amplificator de putere cu pentodă a}$$

$$\text{sau tetrodă cu fascicul dirijat : } P_{RF \text{ max}} = 0,2 \cdot I_s \cdot E_a$$

Aici I_s este curentul de saturație a tubului, iar E_a este tensiunea anodică. La acest calcul trebuie avut în vedere că puterea disipată la anod nu trebuie să depășească valoarea admisibilă pentru tubul dat.

Alegînd tubul, trebuie să se fixeze modul de funcționare — forma impulsului de curent anodic și să se determine coeficienții curenților anodici pentru frecvența fundamentală (sau prima armonică) și a componentei continue. Acești coeficienți, pentru regimurile raționale de bază, sînt dați în tabele. Pentru amplificatoarele de putere, se alege obișnuit unghiul ψ al porțiunii inferioare între $70...110^\circ$, iar unghiul porțiunii superioare ψ_1 , egal cu $0...20^\circ$.

Practic, ordinea de calcul este următoarea :

1. Alegem forma impulsului cu un unghi al porțiunii inferioare $\psi = 80^\circ$ și al porțiunii superioare $\psi_1 = 15^\circ$. Coeficientul primei armonici pentru acest regim $\alpha_1 = 0,488$, iar al componentei continue $\alpha_0 = 0,296$.

2. Alegem randamentul posibil al tensiunii anodice pentru tubul dat în funcție de tipul acestuia. Practic, coeficienții de utilizare a tensiunii anodice, care exprimă randamentul, se aleg astfel :

$$a) \text{ Triode } \dots \dots \dots \xi = 0,8 ;$$

$$b) \text{ Tetrode } \dots \dots \dots \xi = 0,75 ;$$

$$c) \text{ Pentode și tetrode cu fascicul dirijat } \dots \dots \dots \xi = 0,95.$$

3. Determinăm amplitudinea tensiunii de radiofrecvență în circuitul oscilant din următoarea expresie :

$$U_m = \xi E_a = 0,95 E_a \text{ — pentru pentode.}$$

4. Determinăm amplitudinea curentului de radiofrecvență al frecvenței fundamentale și componenta continuă a curentului anodic :

$$I_{a1} = \frac{2P_u}{U_m} \text{ și } I_{a0} = I_{a1} \frac{\alpha_0}{\alpha_1} = I_{a1} \cdot \frac{0,296}{0,488}$$

5. Determinăm valoarea impedanței de rezonanță optime a circuitului oscilant, pentru a obține în el valoarea calculată a tensiunii de radiofrecvență :

$$R_0 = \frac{U_m}{I_{a1}}$$

6. Calculăm apoi puterea aplicată tubului :

$$P_0 = I_{a0} \cdot E_a$$

7. Puterea de radiofrecvență din circuitul oscilant se determină astfel :

$$P_u = \frac{I_{a1} U_m}{2}$$

8. Acum putem determina puterea disipată la anodul tubului, ce se degajă sub forma de căldură :

$$P_a = P_0 - P_u$$

9. După aceasta determinăm randamentul (η_a) în circuitul anodic) :

$$\eta_a = \frac{P_u}{P_0}$$

10. În fine, facem calculul regimului circuitului de grilă :

a) Tensiunea de radiofrecvență :

$$U_{m2} = \frac{I_m}{S (\cos \psi_1 - \cos \psi)} + D \cdot U_m$$

Aici, I_m este amplitudinea curentului anodic a tubului etajului final ($I_m = \frac{I_{a1}}{\alpha_1}$), S este panta tubului, D este „pătrunderea“ tubului

($D = \frac{1}{\mu}$, în care μ = coeficientul de amplificare al tubului) și U_m amplitudinea tensiunii de radiofrecvență a frecvenței fundamentale în circuitul anodic al etajului final.

În cazul folosirii tuburilor cu pătrundere mică — pentode și tetrode — termenul $D \cdot U_m$ are o valoare mică în comparație cu primul termen și el poate fi neglijat.

b) Tensiunea de negativare a tubului poate fi determinată în felul următor :

$$E_g = E_{gB} + (U_{mg} - D U_m) \cos \psi$$

Aici E este tensiunea de negativare, iar E_{gB} tensiunea de negativare corespunzătoare regimului de clasă B.

Pentru determinarea lui E_{B_1} , trebuie cunoscute cîteva valori caracteristice ale curentului anodic al tubului în funcție de tensiunea grilei. Dintre toate aceste caracteristici se ia aceea care corespunde mărimii alese a tensiunii anodice E_{a_0} . Porțiunea rectilinie a caracteristicii alese se prelungește pînă la intersecția cu axa orizontală. Segmentul tăiat pe acest ax va fi egal numeric cu E_{gB} (fig. 91).

Pentru tetrode și pentode DU este în acest caz mult mai mic ca U_{mg} din care cauză $E_g = E_{gB} + U_{m_1} \cos \psi$. În cazul funcționării amplificatorului de putere în regim de clasă B, cînd $\psi = 90^\circ$ și $\psi_1 = 0$, tensiunea de negativitate $E_g = E_{gB}$.

Exemplu numeric. Să se calculeze regimul amplificatorului de putere, la o putere în radiofrecvență dată $P_u = 120$ W.

Alegem tubul $\Gamma - 414$. Parametrii lui principali sînt următorii: $E_{a_0} = 1500$ v, $E_{g_2} = 350$ v, $E_{g_3} = 40$ v, $I_s \approx 600$ mA $P_a = 100$ W, $\mu = 400$ și $S = 5 \frac{\text{mA}}{\text{V}}$

1) Alegem impulsul de curent anodic :

$$\psi = 80^\circ \text{ și } \psi_1 = 15^\circ$$

Pentru acest impuls $\alpha_1 = 0,488$ iar $\alpha_0 = 0,296$.

2. Alegem coeficientul de utilizare a tensiunii anodice $\xi = 0,93$.

3. Determinăm amplitudinea tensiunii de radiofrecvență în circuitul oscilant :

$$U_m = \xi \cdot E_a = 0,93 \cdot 1500 = 1395 \text{ V}$$

4. Găsim amplitudinea necesară a curentului primei armonici a frecvenței care asigură puterea dată :

$$I_{a_1} = \frac{2 P_u}{U_m} = 2 \frac{120}{1395} = 0,172 \text{ A}$$

5. Acum determinăm amplitudinea impulsului de curent anodic :

$$I_m = \frac{0,172}{0,488} = 0,350 \text{ A}$$

6. După aceasta calculăm valoarea componentei continue a curentului anodic :

$$I_{a_0} = I_m \alpha_0 = 0,350 \cdot 0,296 = 0,105 \text{ A} = 105 \text{ mA}$$

Această valoare de curent va fi indicată de miliampermetrul conectat în circuitul anodic al etajului final.

7. Mai departe găsim puterea aplicată circuitului anodic al etajului final :

$$P_0 = I_{a_0} \cdot E_a = 0,105 \cdot 1500 = 158 \text{ W}$$

8. Puterea disipată la anodul tubului va atinge valoarea :

$$P_{a_0} = P_0 - P_u = 158 - 120 = 38 \text{ W}$$

Valoarea rezultată a puterii disipate la anod este mult mai mică decât cea admisibilă $P_{ao} = 100 \text{ W}$.

9. Determinăm valoarea randamentului în circuitul anodic :

$$\eta_a = \frac{P_u}{P_0} = 0,76 = 76\%$$

10. Determinăm amplitudinea tensiunii de radiofrecvență :

$$U_{mg} = \frac{I_m}{S (\cos \psi_1 - \cos \psi)} + DU_m = \frac{350}{5 (0,967 - 0,174)} + 3,5 = 91,5 \text{ V}$$

$$\cos \psi_1 = \cos 15^\circ = 0,967$$

$$\cos \psi = \cos 80^\circ = 0,174$$

$$D = \frac{1}{\mu} = \frac{1}{400} = 0,0025$$

$$S = 5 \text{ mA/V}$$

Pentru cazul dat, al doilea termen (DU_m) poate fi neglijat.

11. Determinăm valoarea negativării griiei de comandă :

$$\begin{aligned} E_g &= (U_{mg} - DU_m) \cos \psi + E_{gB} = (91,5 - 3,5) \cos 80^\circ + E_{gB} \\ &= 88 \cdot 0,174 + E_{gB} = 15,3 + 30 = 45 \text{ V} \end{aligned}$$

Din caracteristică găsim că $E_{gB} = 30 \text{ V}$.

12. Pentru obținerea regimului calculat, rezistența de sarcină din circuitul anodic trebuie să fie egală cu :

$$R_0 = \frac{U_m}{I_{a1}} = \frac{1395}{0,172} = 8100 \Omega$$

Cu aceasta calculul regimului se termină. Se remarcă valoarea importantă a rezistenței sarcinei anodice R_0 . În benzile de amatori, unde se lucrează pe lungimi de undă foarte scurte, nu se poate asigura practic o rezistență de sarcină atât de mare. Prin urmare nu poate fi asigurat nici regimul calculat. După cum s-a arătat mai sus, impedanța unui singur circuit oscilant poate fi calculată în felul următor :

$$R_0 = \frac{L \text{ (H)}}{C \text{ (pF)} \cdot r_k \text{ (}\Omega\text{)}} \cdot 10^3 \text{ (}\Omega\text{)}$$

Pentru a obține o impedanță la rezonanță cât mai mare a circuitului oscilant, trebuie să căutăm a mări pe L și să micșorăm pe C și r_k . Rezistența (ohmică) r_k a pierderilor pentru circuitele oscilante bune, în benzile de 10 și 20 m, reprezintă 5...6 Ω . Capacitatea C include în sine o serie întreagă de capacități ale diferitelor elemente ale schemei, dintre care principalele sînt următoarele :

a) capacitatea de ieșire a tubului, reprezentînd la pentode 15...20 pF ;

b) capacitatea circuitului de acord ;

c) capacitatea proprie a bobinei ;

d) capacitatea montajului.

În acest fel, $C = C_{\text{ub}} + C_{\text{cond}} + C_{\text{mont}}$.

Pentru obținerea unui circuit oscilant bun, trebuie să tindem către micșorarea capacităților.

Practic, în circuitele oscilante ale emițătoarelor de amator, se poate obține o capacitate de 40...50 pF, cea mai mică posibilă.

Din această cauză impedența la rezonanță chiar a unui singur circuit oscilant într-una din benzile de frecvență mare (în gama de 10 m a amatorilor) reprezintă în total abia 3 000...4 000 Ω . Încărcat cu circuitul antenei, circuitul oscilant va avea o impedență și mai mică.

Se vede foarte bine că, o impedență atât de mică a circuitului oscilant nu satisface cerințele rezultate din exemplul nostru, prin calcul. Prin urmare, în această bandă etajul nostru final va funcționa diferit de regimul calculat. Acesta va fi un regim de subțensiune. În acest caz, pentru ușurarea regimului amplificatorului și sporirea randamentului său, în circuitul anodic se iau de obicei următoarele măsuri :

1. Se folosește o tensiune anodică scăzută. Această măsură, pentru păstrarea puterii date, va impune mărirea amplitudinei curentului frecvenței fundamentale. În același timp, pentru asigurarea regimului calculat se va admite o valoare mai mică pentru limita impedenței la rezonanță a circuitului oscilant R_0 .

2. Printr-un montaj rațional se obține micșorarea lui C_{mont} .

În cel mai rău caz, pe timpul lucrului în această bandă, se deconectează de la circuitul oscilant condensatorul iar acordarea se face cu variometrul.

În tabela de mai jos sînt date rezultatele calculului regimului etajului final în condițiile din exemplul precedent, însă cu micșorarea tensiunii anodice pînă la 1 000 V. Pentru comparație, se dau în același timp și datele calculului pentru tensiunea anodică $E_a = 1 500$ V.

Tabela 14

Calculul regimurilor etajului final

Nr. crt.		$E_a = 1500$ V	$E_a = 1000$ V
1	Coeficientul de folosire a tensiunii anodice....	0,93	0,93
2	Amplitudinea tensiunii alternative	1395 V	930 V
3	Amplitudinea curentului primei armonice.....	0,171 A	0,258 A
4	Impulsul maxim al curentului anodic.....	0,350 A	0,525 A
5	Componența continuă a curentului anodic.....	0,105 A	0,156 A
6	Puterea la intrare	158 W	156 W
7	Puterea disipată	38 W	36 W
8	Randamentul	76 %	77 %
9	Amplitudinea tensiunii de excitație	91,5 V	139 V
10	Tensiunea de negativare	-45 V	-53 V
11	Rezistența optimă a circuitului oscilant	8100 Ω	3600 Ω

Calculule indicate servesc ca ghid, valorile definitive rezultind în cursul procesului de construire a etajului final. Pentru construirea corectă a emițătorului după regimul calculat, este necesară introducerea (pe timpul construirii) a unei serii de aparate de măsurat. Schema etajului final cu aparatele de măsurat conectate este dată în fig. 92. În total vor fi necesare următoarele patru instrumente de măsură :

1. un voltmetru pentru măsurarea tensiunii anodice ;
2. un voltmetru pentru măsurarea tensiunii de negativare ;
3. un miliampermetru în circuitul anodic ;
4. un miliampermetru pentru măsurarea curentului grilei de comandă.

Toate voltmetrele și miliampermetrele pot fi înlocuite la nevoie cu un aparat de măsurat universal (voltampermetru). La reglarea etajului final se fixează mai întâi — după indicațiile aparatelor de măsurat — datele regimului rezultate din calcule. Curentul anodic I_{a0} la acordarea circuitului oscilant anodic la rezonanță și în lipsa cuplajului cu antena, trebuie să fie mult mai mic decât valoarea calculată, iar curentul de grilă suficient de mare.

Reglajul următor se va face prin variația cuplajului cu antena sau echivalentul ei (o antenă fictivă). Mărind acest cuplaj și aducind circuitul oscilant la rezonanță, se obține determinarea curentului anodic a tubului, corespunzător valorii lui din calcul. În acest stadiu al reglajului, trebuie mereu menținută constantă amplitudinea oscilației. De regulă, pentru aceasta va trebui micșorat cuplajul cu etajul amplificator, intrucit pe măsură ce cuplajul cu antena va crește, curentul de grilă al tubului va descrește și prin acesta va scădea sarcina etajului preamplificator. La un etaj final reglat normal, curentul de grilă trebuie să reprezinte 10...15% din curentul anodic, pentru amplificatoarele cu triode și 4...8% pentru amplificatoarele cu tetrode și pentode.

În cazul unei dezacordări ușoare a circuitului oscilant anodic, curentul anodic trebuie să crească cu 10...15%. Indicațiile maxime ale aparatului de măsurat sau indicatorului cuplat în antenă trebuie să coincidă cu indicația minimă a miliampermetrului anodic, la acordarea circuitului oscilant. Lipsa acestei coincidențe este o indicație asupra posibilității apariției autooscilației parazitare în amplificatorul de putere. Existența autooscilației înseamnă că, etajul final a fost montat greșit din punct de vedere tehnic și că montajul trebuie revizuit : mărirea ecranării, decuplarea circuitului de alimentare etc.

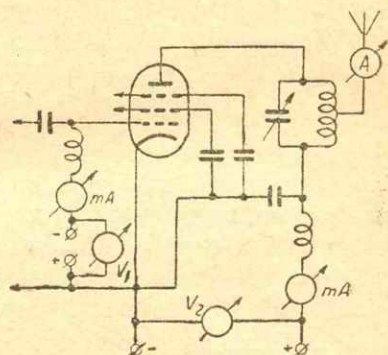


Fig. 92.

Neutrodinarea

În prezent, marea majoritate a amatorilor folosesc în etajele de ieșire ale emițătoarelor pentode și tetrode cu fascicul dirijat, la care capacitatea dintre anod și grila de comandă este foarte mică (0,1...0,2 pF). O valoare așa de mică a capacității dintre grilă și anod, asigură un bun decuplaj între circuitele de grilă și anodic ale etajului. Prin creșterea capacității dintre electrozi, se creează condiții favorabile pentru autooscilația etajului și producerea oscilațiilor parazitare. Amplificatorul de putere cu triodă reprezintă una din variantele schemelor de oscilatoare autoexcitate. Pentru evitarea apariției autoosci-

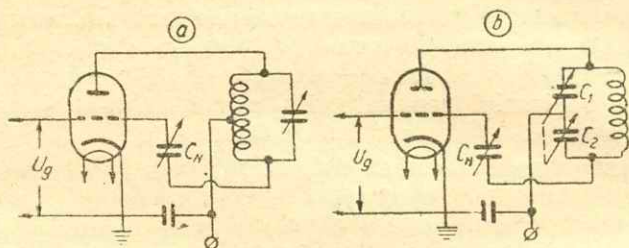


Fig. 93.

lației în amplificatoarele cu triode, se folosește neutrodinarea. Schemele principale de neutrodinare se aplică pe grilă sau anod. Schema principală a neutrodinării anodice este dată în fig. 93, a și b, iar cea de grilă în fig. 94. În practică se folosește în special neutrodinarea anodică după schema punții capacitive (fig. 93 b).

Schema neutrodinării pe grilă se folosește rar, întrucât ea nu înlătură în întregime posibilitatea producerii autooscilației. Practic neutrodinarea se produce în felul următor:

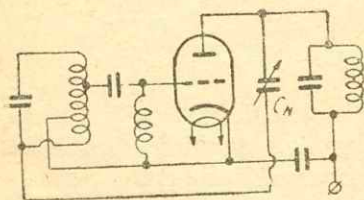


Fig. 94.

variația capacității condensatorului de neutrodinare se determină momentul în care trecerea oscilației de radiofrecvență din circuitul grilei în circuitul oscilant anodic va fi cea mai mică. Minimul se determină cu ajutorul indicatorului amintit mai sus. Tocmai această poziție a condensatorului de neutrodinare este cea căutată. După acest reglaj, îndepărtând indicatorul și aplicând tensiunea anodică, se poate folosi amplificatorul punindu-l în funcțiune în mod normal.

III. ETAJELE INTERMEDIARE ALE RADIOEMITĂTORULUI

După calcularea etajului final se poate trece la calcularea etajelor intermediare ale emițătorului. Radioamatorii nu dau de obicei atenție construcției și calculului etajelor intermediare. Printre altele, de funcționarea etajelor intermediare depinde în mare măsură stabilitatea frecvenței oscilatorului pilot și puterea de radiofrecvență pe care o poate dezvolta etajul final al emițătorului. Într-un radioemițător modern de amator, numărul etajelor intermediare nu este mai mic decât numărul benzilor de lucru ale emițătorului. Aceste etaje sînt în general multiplicatoare de frecvență. Fiecare dintre ele are o acoperire de frecvențe numai în limitele unei benzi de amatori și pot îndeplini pe rînd (în funcție de frecvența de lucru a etajului final) rolul de etaj amplificator. Din această cauză, o serie de etaje ce se află pînă la amplificator pot fi calculate pentru aceleași condiții de lucru.

Calculul etajului preamplificator

După cum s-a arătat mai sus, etajul preamplificator al emițătorului de amator funcționează de cele mai multe ori în regim de dublare. Punctul de plecare pentru calculul etajului preamplificator este puterea folosită de circuitul de grilă al etajului final. Calcularea exactă a circuitului de grilă este destul de dificilă și nu dă rezultate practice. De obicei, reglajul regimului emițătorului se realizează mult mai ușor pe cale experimentală, utilizînd numai datele unui calcul aproximativ al circuitului de grilă.

Puterea consumată în circuitul de grilă al etajului final poate fi calculată suficient de precis cu relația :

$$P_g \cong U_{mg} \cdot I_{g0}$$

în care :

U_{mg} — amplitudinea de radiofrecvență, cunoscută din calculul etajului final ;

I_{g0} — componenta continuă a curentului de grilă, care spre orientare, poate fi luată egală cu $0,1...0,15 I_{a0}$, pentru triode și $0,05...0,08 I_{a0}$, pentru pentode.

Avînd în vedere că forma tensiunii la grilă este deformată datorită armonicilor, în calcul nu se iau pierderile medii ci cele maxime (de vîrf) din circuitul grilei.

Atunci :

$$P_g = 0,5 U_{mg} \cdot I_{gm}$$

în care I_{gm} este valoarea maximă a curentului de grilă.

Pentru calcul puterea etajului preamplificator este determinată de puterea consumată în circuitul grilei etajului final și de randamentul η_k al circuitului oscilant al etajului preamplificator, care depinde de gradul de cuplaj cu circuitul grilei tubului etajului final.

De obicei, acest coeficient η_k se ia egal cu 0,5, adică se face calculul cu puterea dublată, absorbită de circuitul grilei, egală cu :

$$P_{u \text{ calcul}} = I_{gm} U_{gm}$$

După cum am văzut anterior, etajul preamplificator al emițătoarelor de amatori lucrează obișnuit în regim de dublare. În dublor, circuitul anodic oscilant este acordat pe armonica 2-a. Rezultă din experiențe că, armonica 2-a este scoasă mai bine în evidență în impulsul ascuțit de curent anodic, cu unghiul de tăiere inferior $\psi = 60 \dots 70^\circ$. La un impuls ascuțit cu unghiul de tăiere $\psi = 60^\circ$, coeficientul armonice a 2-a, $\alpha_2 = 0,275$. Coeficientul de utilizare a tensiunii anodice ξ în acest caz nu poate fi mai mare ca 0,9. Răndamentul nu este mai mare de 0,5 și s-a stabilit că, de la același tub, se poate obține în regim de dublare o putere de două ori mai mică decît în regimul de amplificare.

Exemplu numeric. Să se calculeze un etaj preamplificator folosit în regim de dublare pentru excitația etajului final calculat în exemplul precedent.

Calculul se face în ordinea următoare :

1. Determinăm puterea absorbită de circuitul grilei etajului final :

$$P_g = 0,5 I_{gm} U_{mg} = 91,5 \cdot 5,8 \cdot 10^{-3} \cdot 5 = 3,7 \text{ W}$$

Pentru determinarea lui I_{mg} , aflăm tensiunea maximă pe grilă

$$e_{g \text{ max}} = U_{mg} - E_g = 91,5 - 45 = 46 \text{ V, iar tensiunea minimă la anod}$$

$$e_{a \text{ min}} = E_a - U_m = 1500 - 1395 = 105 \text{ V.}$$

Apoi, cu ajutorul caracteristicii tubului $\Gamma - 414$ aflăm că $I_{gm} = 80 \text{ mA}$.

2. Stabilim puterea teoretică a dublorului :

$$P_{\text{calcul}} = 2 \cdot P_g = 2 \cdot 3,7 = 7,5 \text{ W}$$

Alegem pentru etajul preamplificator tubul 6П6 (6V6) cu parametrii :

$$E_a = 300 \text{ V, } E_{g2} = 200 \text{ V, } S = 4,1 \frac{\text{mA}}{\text{V}}, \mu = 218$$

3. Determinăm amplitudinea tensiunii de radiofrecvență în circuitul oscilant al dublorului :

$$U_m = E_a \cdot \xi = 300 \cdot 0,9 = 270 \text{ V}$$

4. Determinăm amplitudinea necesară a curentului armonice a doua, care asigură puterea dată în circuitul oscilant :

$$I_{a_2} = \frac{P_u}{U_m} = \frac{7,5}{270} = 28 \text{ mA}$$

5. Determinăm valoarea maximă a impulsului de curent anodic I la $\alpha_2 = 0,275$:

$$I_m = \frac{I_{a_2}}{2} = \frac{28}{0,275} = 105 \text{ mA}$$

6. Determinăm componenta continuă a curentului anodic :

$$I_{a0} = I_m \cdot \alpha_0 = 105 \cdot 0,218 \approx 23 \text{ mA}$$

7. Determinăm amplitudinea tensiunii de excitație :

$$U_{mg} = \frac{I_m}{S(1-\cos\psi)} + 2DU_m(1 + \cos\psi),$$

unde :

$$\cos\psi = \cos 60^\circ = 0,5$$

$$U_{mg} = \frac{105}{4,1 \cdot 0,5} + 2 \cdot \frac{270}{218} \cdot 1,5 = 55 \text{ V}$$

8. Determinăm valoarea tensiunii de negativare :

$$E_g = U_{mg} \cos\psi - D U_m \cos 2\psi + E_{gm} = 55 \cdot 0,5 + \frac{270}{218} \cdot 0,87 + 25 = 52 \text{ V}$$

9. Determinăm valoarea impedanței la rezonanță a circuitului oscilant pentru asigurarea regimului dat :

$$R_0 = \frac{U_m}{I_{a2}} = \frac{270}{28 \cdot 10^{-3}} = 9\,800 \, \Omega$$

Etajul separator (buffer)

În emițătoarele de amatori cu bandă continuă, pentru micșorarea la maxim a influenței etajelor următoare asupra frecvenței oscilatorului pilot, trebuie întrebuintat un etaj separator între oscilatorul pilot și etajele următoare ale emițătorului.

Regimul de lucru al acestui etaj se deosebește de regimurile tuturor celorlalte etaje, întrucît etajul funcționează fără curenți de grilă.

Pentru obținerea unui decuplaj mai bun al circuitelor de grilă și anodic, în etajul separator trebuie folosite pentode sau tetrode cu fascicul dirijat. Necesitatea de a lucra numai în regiunea tensiunilor negative ale grilei ne obligă să folosim tuburi la care curentul anodic poate atinge valorile necesare la tensiuni negative ale grilei.

Etajul separator poate funcționa în regimurile de clasă A și B. Clasa B va fi preferată, deoarece în acest caz tubul etajului separator lucrează într-un regim mai ușor și cu randament mai ridicat. Însă și regimul de clasă A se folosește destul de des, mai ales în cazurile cînd oscilatorul pilot funcționează cu o putere foarte mică, pentru obținerea unei mari stabilități a frecvenței.

La construirea etajului separator trebuie urmărit totdeauna ca să nu apară curenți de grilă. Pentru aceasta, în timpul construcției etajului se conectează în circuitul grilei un miliampermetru sensibil.

Negativarea grilei de comandă a etajului separator, precum și a etajului intermediar și a celui final este cel mai bine să se ia de la o sursă de curent separată.

IV. OSCILATOARE PENTRU RADIOEMIȚĂTOARE DE AMATORI. NORME ȘI CONDIȚII DE STABILITATE A FRECVENȚEI OSCILATOARELOR

Condițiile actuale ale exploatării radio pe benzile de amatori impun să se folosească receptoare cu o mare selectivitate. Acest lucru pre-tinde la rîndul său emițătoarelor de amatori cerințe deosebite în ceea ce privește stabilitatea frecvenței.

Selectivitatea unui receptor modern de amator cu filtru de cuarț poate atinge la recepția în telegrafie pînă la 200 Hz.

Prin urmare, emițătorului de amatori i se impune condiția ca frecvența lui pe timpul efectuării unei legături să nu varieze cu mai mult de 100...150 Hz.

Pentru una dintre cele mai folosite benzi de amator (banda de 20 m), norma indicată va reprezenta între 0,007% la 0,01%, în valori relative.

Asemenea condiții de stabilitate a frecvenței sînt dificile și pot fi respectate practic în construcțiile radioemițătoarelor de amatori, numai într-un interval scurt de timp, adică în cursul unei legături cu o durată de 10...20 minute.

Cauzele principale, care produc variația frecvenței oscilatorului pilot al emițătorului, sînt :

1. deformările mecanice ale pieselor oscilatorului pilot, ale conductoarelor de legătură și ale carcasei ;
2. deformările pieselor și variația proprietăților lor electrice, produse de variațiile de temperatură ;
3. acțiunea etajelor următoare asupra frecvenței oscilatorului pilot ;
4. variația umidității aerului și a presiunii atmosferice ;
5. variația tensiunilor surselor de alimentare ale emițătorului.

Pentru a micșora influența fiecăruia din factorii indicați asupra frecvenței oscilatorului pilot, pe timpul construcției, montării și reglajului emițătorului trebuie luate următoarele măsuri principale :

1. Pentru a reduce influența deformărilor mecanice asupra frecvenței oscilatorului pilot, trebuie executată o construcție solidă din punct de vedere mecanic, atît a oscilatorului pilot, cit și a circuitelor de grilă ale etajelor următoare. Toate piesele acestor etaje trebuie să fie atît de solid fixate, încît loviturile și vibrațiile să nu producă variația parametrilor lor electrice. Șasiul oscilatorului pilot și blindajele lui trebuie să fie de asemenea solide și bine fixate. În scopul de a micșora influența deformărilor mecanice ale blindajelor, trebuie ca toate piesele de radiofrecvență și conductorii de conexiuni ale oscilatorului pilot să fie așezate cit se poate mai departe de aceste blindaje. O mare însemnătate are de asemenea și execuția rațională a montajului oscilatorului pilot : folosirea conexiunilor scurte, fixarea lor solidă, soliditatea lipiturilor etc.

Tubul oscilatorului pilot trebuie să aibă o construcție robustă.

2. Variația regimului termic al oscilatorului pilot și în legătură cu aceasta variația parametrilor electrici ai pieselor este una din cauzele cele mai serioase a instabilității frecvenței emițătorului. Variațiile temperaturii de încălzire a pieselor produc variația dimensiunilor lor geometrice și a valorilor electrice a constantei dielectrice și a permeabilității magnetice și a rezistivității. Încălzirea pieselor se produce sub acțiunea căldurii degajate de tuburi, precum și de circuitul oscilant al emițătorului.

Însă variația temperaturii mediului ambiant se produce încet și din această cauză influența ei asupra variației frecvenței emițătoarelor de amator poate fi neglijată. Un salt mai brusc al temperaturii de încălzire a pieselor sub acțiunea căldurii degajate de emițător, se produce în cursul primelor 15...20 minute de funcționare. Regimul stabil al emițătorului se obține după 1...2 ore de la conectare. Timpul necesar pentru ca să ajungă la valoarea stabilă depinde de proprietățile pieselor oscilatorului pilot.

În construcțiile de amatori influențele temperaturii pot fi reduse prin două metode principale. Prima cale se reduce la o termocompensare generală a tuturor deviațiilor de frecvență posibile.

Termocompensția în general se realizează de regulă prin conectarea la circuitul oscilant a unui condensator, a cărui capacitate scade o dată cu ridicarea temperaturii. Acest procedeu poate da rezultate bune, deoarece banda de frecvență a oscilatoarelor pilot din emițătoarele amatoriilor este foarte îngustă.

A doua cale constă în folosirea pieselor cu coeficient mic de temperatură. La construirea emițătoarelor cu coeficienți mici de temperatură se combină de regulă ambele procedee.

Radioamatorii folosesc de obicei condensatoare variabile din comerț, din care cauză nu vom studia procedeele de construcție a condensatoarelor cu coeficient mic de temperatură. În ordinea sfaturilor practice generale, trebuie recomandat radioamatorilor să folosească în oscilatoarele pilot, condensatoare de acord cu aer, solide din punct de vedere mecanic, prevăzute cu dielectric cu unghi de pierderi mic și coeficient redus de temperatură.

Radioamatorul trebuie de cele mai multe ori să-și facă singur bobinele de acord.

La execuția bobinelor trebuie avută în vedere variația valorii coeficientului de autoinducție în funcție de variația de temperatură. Bobina trebuie executată pe o carcasă făcută din material cu un coeficient de dilatare termică liniară mic și cu pierderi dielectrice mici. În grupul acestor materiale intră diferite feluri de porțelan. Pentru excluderea deformațiilor aciclice, se recomandă să se efectueze bobinarea la cald (cu conductorul încălzit pînă la 100...120° C.).

În afară de aceasta, alegerea diametrului conductorului are o mare importanță pentru micșorarea influențelor temperaturii asupra valorii inductanței. Variația inductanței conductorului poate fi explicată prin variația rezistivității conductorului. Graficul din fig. 95 arată

că, pentru fiecare secțiune de conductor există o frecvență la care coeficientul de temperatură al inductanței are un maxim bine definit. Graficul este întocmit pentru un conductor de 320 cm lungime, iar diametrul conductorului este indicat în mm.

De obicei frecvențele oscilatoarelor pilot ale radioemitoarelor de amatori se aleg într-una din cele trei benzi indicate : 0,875...0,975 MHz ; 1,750...2,0 MHz ; 3,50...3,7 MHz. Din această cauză, pentru executarea bobinelor de inductanță ale circuitelor oscilante este bine să se ia în primul și al doilea caz un conductor cu diametrul mai mic de 0,2 mm, iar pentru al treilea caz mai mare de 0,2 mm.

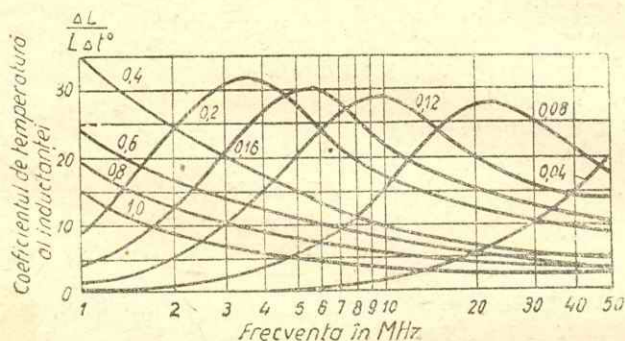


Fig. 95.

Variația regimului termic al oscilatorului pilot produce variația nu numai a valorilor electrice ale circuitului oscilant, dar și a parametrilor tubului. Variația parametrilor tubului, și în special a capacităților interne dintre electrozi, este factorul cel mai important care influențează frecvența oscilatorului. Experiența arată că, în cursul primelor 15...20 minute de la conectarea emițătorului se observă o variație mai însemnată a frecvenței din cauza încălzirii tubului ; această variație depinde de tipul tuburilor folosite și de regimul oscilatorului pilot. Pentru micșorarea influenței tubului asupra variației frecvenței oscilatorului pilot, se recomandă următoarele măsuri :

a) micșorarea cuplajului tubului cu circuitul oscilant (fig. 96). Aici trebuie observat că, variația frecvenței oscilatorului este proporțională cu patratul gradului de cuplaj ;

b) mărirea capacității circuitului oscilant. Trebuie reținut că, această măsură micșorează domeniul de extindere a benzii, precum și calitatea circuitului oscilant. Prima situație nu are importanță efectivă pentru emițătoarele de amator. Folosirea circuitelor oscilante cu capacități mare dă practic rezultate bune, însă în acest caz trebuie dată o deosebită atenție calității pieselor circuitului oscilant ;

c) este necesar ca, oscilatorul pilot să lucreze cu tensiuni reduse și să se scoată din el o putere mică. Acest lucru impune ca pentru

obținerea puterii necesare la ieșirea emițătorului să se introducă etaje intermediare suplimentare.

3. Etajele următoare influențează asupra frecvenței oscilatorului pilot din aceleași motive, deoarece oscilatorul este cuplat într-un mod oarecare cu aceste etaje prin elementele schemei.

Oscilatorul pilot este conectat direct cu primul etaj intermediar și din această cauză asupra frecvenței lui influențează atât circuitul de grilă, cât și cel anodic al primului etaj. Pentru micșorarea influenței etajelor următoare asupra frecvenței oscilatorului pilot, trebuie luate următoarele măsuri :

- primul etaj intermediar, denumit în acest caz separator, să funcționeze în regim de amplificare fără curenți de grilă ;

- în acest etaj să se folosească tuburi cu capacități cit mai reduse între anod și grila de comandă (pentode și tetrode de radiofrecvență) ;

- piesele acestui etaj, atât cele auxiliare cât și cele ale circuitului oscilant, trebuie să fie de bună calitate ;

- este necesară o decuplare bună a circuitelor de alimentare a tuturor etajelor și este de dorit să se folosească un redresor separat pentru primele două etaje ale emițătorului ;

- oscilatorul pilot și circuitul de intrare al separatorului trebuie ecranate minuțios și solid ;

- în primele două etaje ale emițătorului să se folosească socluri de tuburi de calitate superioară, obligator de tip ceramic.

4. Influența variației presiunii atmosferice și a temperaturii mediului ambiant asupra frecvenței oscilatorului pilot nu au mare importanță în emițătoarele de amatori pentru a fi luate în considerație.

5. Variația tensiunilor de alimentare are o foarte mare influență asupra stabilității frecvenței oscilatorului pilot. Pentru înlăturarea acestor variații trebuie stabilizată tensiunea anodică a oscilatorului pilot, iar în cazul folosirii tuburilor cu mai multe grile, și tensiunile pe acești electrozi. În localitățile unde instabilitatea tensiunii rețelei electrice este foarte mare, este de dorit să se stabilizeze și curentul de încălzire a tubului oscilatorului pilot. Pentru stabilizarea curentului de încălzire se poate folosi un baretor stabilizator de curent, cu filament de fier în hidrogen, iar pentru tensiunea anodică și a grilei ecran un stabilizator cu neon (stabilovolt).

Procedeele de stabilizare a tensiunilor vor fi studiate mai amănunțit la descrierea construcțiilor practice a radioemițătoarelor de amator.

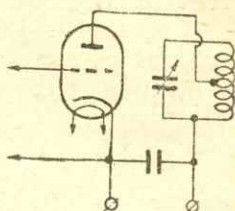


Fig. 96.

Schemele practice ale oscilatoarelor pilot

În practica radioamatorilor au căpătat întrebuintare atât schemele simple obișnuite de oscilatoare pilot cu tricdă cât și diferite scheme cu cuplaj electronic cu pentode. Schemele cu cuplaj elec-

tronic au căpătat răspundere în special în perioada întrebunțării pe scară largă în emițătoarele de amator a stabilizării cu cuarț. În prezent, în legătură cu necesitatea obținerii unei benzi continue și a folosirii din acest motiv a schemelor de emițătoare mai complicate și cu mai multe etaje, se observă tendința de a trece la scheme simple cu triode, care dau posibilitatea obținerii unei stabilități mai mari a frecvenței.

Printre nenumăratele și diferitele variante de scheme simple de oscilatoare pilot, în practica radioamatorilor au căpătat o întrebuințare mai mare schemele arătate mai jos

a) Schema cu reacție inductivă

Această schemă (fig. 97) este o schemă cunoscută radioamatorilor. Din punct de vedere constructiv, ambele bobine se execută de obicei pe o carcasă comună și se bobinează într-un singur sens. În acest caz anodul și grila tubului se leagă la capetele cele mai depărtate ale celor două bobine.

Alegerea valorii cuplajului (în construcția dată — a numărului de spire din bobina de reacție) se face la reglarea oscilatorului prin variația numărului de spire conectate între grilă și catod. După stabilirea cuplajului optim, restul de spire ale bobinei de reacție se scot.

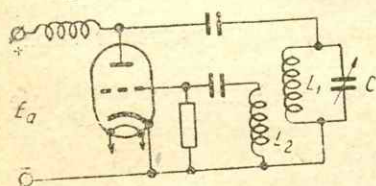


Fig. 97.

Această schemă este foarte ușor de realizat în ce privește construcția, dă rezultate bune și din această cauză se întrebunțează cel mai des în schemele oscilatoarelor din radioreceptoare. Ea poate fi recomandată de asemenea pentru oscilatoarele pilot în emițătoarele de amator. Circuitul oscilant poate fi conectat atât în circuitul anodului, cit și în circuitul grilei. De obicei, în oscilatoarele pilot el se conectează în circuitul anodului.

b) Schema cu cuplaj prin autotransformator (oscilator în trei puncte, cu alimentare paralel)

Schema cu cuplaj prin autotransformator (fig. 98) este diferită de schema precedentă. Aici bobina de reacție formează o parte a circuitului oscilant (de la punctul O la punctul B). Această variantă s-a folosit mult, când se utilizau schemele simple ale emițătoarelor.

Oscilatorul construit după această schemă se reglează prin schimbarea punctelor A și O. Deplasarea punctului O pe bobină în jos duce la slăbirea cuplajului iar deplasarea lui în sus la mărirea gradului de cuplaj. Prin deplasarea punctului A în lungul bobinei, se

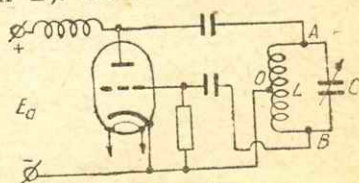


Fig. 98.

face alegerea valorii optime a impedanței de sarcină și în același timp alegerea gradului optim de cuplaj a tubului cu circuitul oscilant.

c) **Schema cu cuplaj prin autotransformator și sarcină în circuitul catodului (oscilator în trei puncte cu alimentare serie)**

Această schemă este reprezentată în fig. 99. Ea este la fel cu cea precedentă, însă este mai avantajoasă din punct de vedere constructiv, intrucit permite punerea la pământ a unuia dintre capetele circuitului oscilant. Datorită acestui avantaj, schema are o largă folcsire și în receptoarele superheterodină. Aici reglarea oscilatorului la regim optim se poate face prin schimbarea locului punctelor O și B.

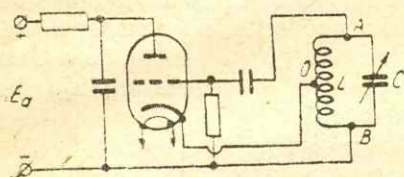


Fig. 99.

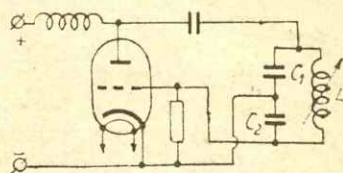


Fig. 100.

d) **Schema cu reacție capacitivă**

O foarte mare întrebuintare a căpătat în trecut și schema prezentată în fig. 100. Acordarea circuitului oscilant se face prin variația inductanței cu ajutorul variometrului. În emițătoarele de amator, variometrul se folosește foarte rar ca piesă de acord și probabil din această cauză nu a căpătat o utilizare mai mare.

Experiența arată că, cel mai bun regim al oscilatorului pilot este regimul critic cu forma impulsului de curent anodic apropiată de cea sinusoidală.

e) **Schemele oscilatoarelor cu două circuite acordate**

Schemele de acest fel au avut largă întrebuintare în emițătoarele de amator în perioada dinaintea războiului.

Aceste scheme prezintă avantajul că, etajele următoare au o influență mult mai mică asupra frecvenței oscilatorului pilot. Cele mai răspindite scheme sînt cele cu cuplaj electronic.

Schema cu cuplaj electronic. Schema clasică cu cuplaj electronic (E.C.O.) este reprezentată în fig. 101. După proprietățile ei, ea este asemănătoare cu a unui emițător cu două etaje. Schema permite folosirea în circuitul oscilant anodic a armonicelor frecvenței fundamentale și datorită acestui fapt ea a căpătat o largă utilizare în practica amatorilor.

S-a convenit ca circuitul oscilant anodic să fie denumit exterior, iar circuitul oscilant din circuitul grilei ecran — interior. Cînd primul circuit (cel exterior) este acordat precis în rezonanță cu frecvența

produsă, impulsurile circuitului anodic alimentează concomitent ambele circuite, iar ca urmare, tensiunea reacției și curentul frecvenței fundamentale din primul circuit (cel exterior) sint determinate nu numai de componenta alternativă a curentului grilei ecran ci și de componenta alternativă a curentului anodic.

În acest fel, un oscilator cu cuplaj electronic poate fi socotit principial, cu două etaje, oscilatorul lui pilot avînd anodul la masă și considerîndu-se drept anod grila ecran.

Însă faptul că în același timp componenta continuă a curentului anodic alimentează și circuitul oscilant interior, nu permite a se considera această schemă identică cu schema unui emițător cu două tuburi.

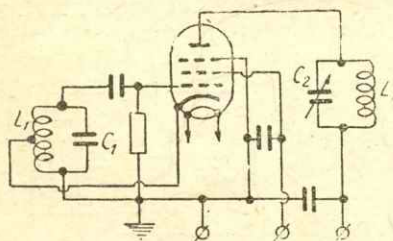


Fig. 101.

Construind un astfel de oscilator cu două circuite oscilante, se ecranează minuios un circuit față de altul, în așa fel încît să se elimine între ele cuplajul inductiv și capacitiv.

Numai în acest caz, reacția se realizează în contul fascicului electronic.

Mai rămîne reacția care se formează datorită capacității (anod-catod) și

care, pentru pentodele cu grila ecran pusă la pămînt, are o valoare de aproximativ 4...5 pF.

Avînd în vedere că radioamatorii folosesc cuplajul electronic mai ales în oscilatoarele pilot și frecvența fundamentală a acestora este destul de joasă — 0,865...2,0 MHz — se poate spune că se realizează cuplajul principal prin fasciculul electronic anod—catod. Datorită acestui lucru, scade mult influența dezacordului circuitului oscilant anodic asupra frecvenței produse, iar un oscilator pilot, cu cuplaj electronic montat corect, este echivalent cu un amplificator cu două tuburi. Aceasta constituie calitatea principală a schemei.

În schemele obișnuite cu etaj separator, circuitului oscilant al oscilatorului pilot i se conectează două tuburi. Unul din ele este tubul propriu-zis al oscilatorului pilot, iar celălalt, tubul celui de al doilea etaj.

Mai sus s-a arătat că tubul conectat paralel cu circuitul oscilant, constituie una din cauzele care duc la instabilitatea frecvenței oscilatorului. În schemele cu cuplaj electronic, la circuitul oscilant care determină frecvența oscilațiilor produse, se conectează un singur tub care influențează frecvența, iar nu două ca într-o schemă obișnuită.

Aceasta constituie a doua calitate a schemei cu cuplaj electronic.

A treia calitate a schemei cu cuplaj electronic este aceea că circuitul oscilant exterior trebuie să aibă o rezistență echivalentă cu mult mai mare decît a circuitului oscilant interior, pentru a dezvolta puterea maximă. Aceasta se obține prin mărirea capacității și micșorarea cuplajului dintre tub și circuitul interior și are ca urmare, după cum s-a arătat mai sus, o mărire apreciabilă a stabilității oscilatorului.

Aşa cum s-a afirmat, de obicei radioamatorii folosesc cuplajul electronic în oscilatoarele pilot. La emițătoarele de putere mică, în acest caz, în circuitul anodic se produce și multiplicarea frecvenței, ceea ce permite să se reducă numărul de etaje ale emițătorului.

În emițătoarele cu putere mai mare (de categoria C), de obicei, oscilatorul pilot, în scopul unei cit mai mare stabilități a frecvenței, se pune în regim de putere redusă, iar sarcina anodică se execută aperiodică. În același scop, oscilatorul se lasă în regim de subțensiune prin micșorarea la minimum a tensiunii de excitație aplicată grilei. Aceasta din urmă se obține prin apropierea punctului de conectare a

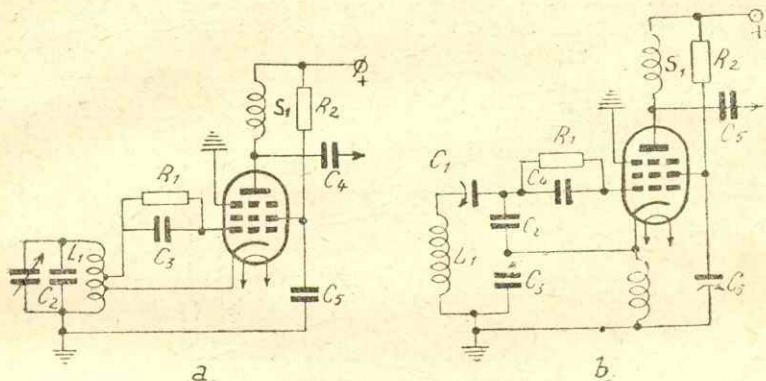


Fig. 102.

grilei cu circuitul oscilant, de punctul de conectare a catodei. Prin aceasta se micșorează totodată cuplajul dintre tub și circuit.

O astfel de schemă este arătată în fig. 102 a.

O schemă mai practică din punct de vedere al reglajului este arătată în fig. 102 b, în care tubul este cuplat capacitiv cu ramificația (brațul) circuitului oscilant. În acest caz, reglajul etajului se face prin modificarea capacității C_1 .

Într-o astfel de schemă, datorită capacității reduse a condensatorului C_1 , capacitatea totală a circuitului oscilant, va fi la rîndul ei mică, ceea ce constituie una din calitățile schemei.

Ca rezultat, inductanța circuitului poate fi mărită, ceea ce înseamnă că va crește factorul de calitate Q determinat de expresia :

$$Q = \frac{L}{C_{1k}}$$

Mărirea factorului de calitate al circuitului duce la rîndul său la creșterea stabilității frecvenței oscilațiilor produse.

Condensatorul C_1 poate fi conectat la capătul rece al bobinei, ceea ce permite punerea la pămînt a sistemului său mobil.

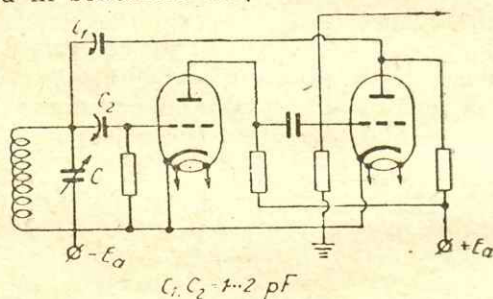
Din punctul de vedere al unor cit mai bune relații energetice, circuitul $a_1 C_1$ (interior) trebuie să aibă o impedanță la rezonanță R_0 mică. Aceasta se obține prin folosirea circuitelor oscilante cu capacitate mare și un slab cuplaj cu tubul electronic.

Schemele cu cuplaj electronic se folosesc mult în emițătoarele cu cristal. Aceasta se explică prin aceea că ele permit radioamatorului să asigure acoperirea tuturor benzilor de amator cu un număr minim de cristale și etaje. Adesea instalațiile de mică putere (până la 20 W) se compun de obicei dintr-un emițător cu un singur tub cu cuarț, montat după schema cu cuplaj electronic. Circuitul oscilant anodic al unui asemenea emițător poate fi acordat pe diferite armonici ale cuarțului. Vom studia mai jos asemenea scheme.

Schema cu dublă triodă

Această schemă este arătată în figura 103 și a găsit o largă întrebuințare în montajele de amatori. De obicei în această schemă se folosește un singur tub — dublatriodă.

În privința stabilității frecvenței, schema se comportă bine. Influența etajelor următoare asupra frecvenței oscilatorului pilot este mult mai slabă ca în schemele obișnuite.



În această schemă, ca și în cele recomandate mai sus, trebuie luate toate măsurile pentru mărirea stabilității frecvenței oscilatorului pilot.

Stabilizarea frecvenței cu cuarț

În construirea emițătoarelor cu mare stabilitate de frecvență este absolut necesar să se folosească sisteme speciale de stabilizare, dintre care unul este cuarțul piezoelectric.

Folosirea celor mai perfecționate scheme de oscilatoare pilot, proiectarea și execuția lor rațională, precum și reglarea minuțioasă permite amatorilor să realizeze emițătoare care dau rezultate satisfăcătoare în ce privește stabilitatea frecvenței. Cele mai bune rezultate în stabilizarea frecvenței oscilatoarelor pilot se obțin prin folosirea cuarțului; pentru radioamatorii începători nu se recomandă scheme fără stabilizare cu cuarț.

Cuarțul este unul dintre mineralele cele mai răspândite; el se găsește în natură sub formă cristalină și amorfă. Chimic, cuarțul este un bioxid de siliciu. În stare pură cuarțul este incolor, însă adesea conține amestecuri ce-l colorează diferit.

Cristalul de cuarț este constituit dintr-o prismă, avînd în partea superioară și inferioară câte o piramidă (fig. 104).

Axa ZZ, care unește virfurile piramidelor, se numește axa optică. În lungul acestei axe se observă polarizarea luminii.

În afara axei optice, cristalul de cuarț are trei axe electrice, care coincid cu diagonalele exagonului ce se obține prin secționarea cristalului după un plan perpendicular pe axa optică. De asemenea se mai disting trei axe mecanice, care trec prin mijlocul muchiilor cristalului, perpendicular pe axele electrice.

O plăcuță de cuarț tăiată din cristal, perpendicular pe una din axele electrice și în lungul axei optice, pusă într-un cîmp electric alternativ, începe să vibreze mecanic. Amplitudinea vibrațiilor va fi mai mare dacă frecvența cîmpului electric va coincide cu frecvența proprie (de rezonanță) a plăcuței de cuarț. În procesul oscilațiilor mecanice, ale plăcuței de cuarț, apar pe suprafața ei potențiale electrice alternative, care se schimbă cu frecvența vibrațiilor mecanice ale plăcuței. Acest fenomen de producere de potențiale electrice alternative pe fețele unui cristal, ca urmare a unei acțiuni mecanice și invers, se numește efect piezoelectric și se folosește la oscilatoare pentru stabilizarea frecvenței.

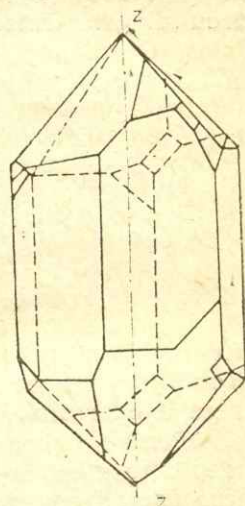


Fig. 104.

S-a constatat ulterior că efectul piezoelectric se produce și la plăcuțele tăiate paralel cu axa electrică și cea optică. Primele plăcuțe au primit denumirea de plăcuțe cu tăietură perpendiculară, iar celelalte — cu tăietură paralelă. Practica și cercetările arată că, frecvența de rezonanță a cuarțului variază cu schimbarea temperaturii. Coeficientul de temperatură al plăcuțelor cu tăietura paralelă la axe și vibrații în grosime are sensul pozitiv și mărimea de ordinul $100 \cdot 10^{-6}$, iar la aceleași vibrații ale plăcuțelor dar cu tăietura perpendiculară pe axe, sensul este negativ și mărimea este de ordinul $20 \dots 30 \cdot 10^{-6}$.

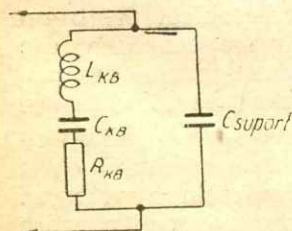


Fig. 105.

În ultimul timp au început să fie folosite plăcuțe cu tăietură specială. La aceste plăcuțe coeficientul de temperatură are o valoare nulă între anumite intervale de temperatură. Cuarțul, reprezentînd un sistem oscilant, poate fi înlocuit prin schema echivalentă din fig. 105 pentru a se ușura explicarea fenomenelor fizice.

Calcululele arată că la vibrațiile plăcuțelor de cuarț în grosime, un astfel de circuit oscilant echivalent are parametri neobișnuiți. Capacitatea unui astfel de circuit oscilant C este extrem de mică, în timp

ce inductanța sa este mare. Ca urmare calitatea și impedanța R_0 a unui asemenea circuit oscilant sînt foarte mari. A construi un astfel de circuit oscilant din piese obișnuite, adică bobine și condensatoare uzuale, nu este posibil. Prin aceasta se pot explica înaltele proprietăți de stabilizare ale cuarțului.

Scheme practice de oscilatoare cu cuarț

1. Dintre toate schemele clasice de oscilatoare cu cuarț, excep-tind pe cele cu cuplaj electronic care vor fi descrise mai departe, radio-amatorii folosesc de obicei în construcțiile lor numai două. Una din ele (fig. 106) se caracterizează prin aceea că cuarțul se introduce în circuitul grilă-catod, iar a doua (fig. 107) prin introducerea cuarțului

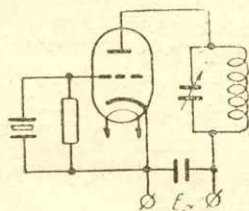


Fig. 106.

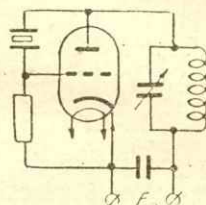


Fig. 107.

între anod și grila tubului. Aceste scheme au în circuitul anodic un circuit oscilant, acordat pe o frecvență apropiată de frecvența de rezonanță a cuarțului.

Pentru prima din schemele indicate, condițiile de oscilație sînt îndeplinite cînd circuitul oscilant este acordat pe o frecvență ceva mai mare decît frecvența proprie a cuarțului. În momentul acordării circuitului oscilant la rezonanță cu frecvența cuarțului, oscilațiile se întrerup.

Dacă micșorăm mai departe frecvența circuitului oscilant, nu se mai produc oscilații. Acest fenomen este reprezentat grafic în fig. 108, unde se arată variația curentului anodic al tubului oscilator în funcție de variația frecvenței circuitului oscilant din anod. Acordul circuitelor oscilante în construcțiile de amator se realizează de obicei printr-un condensator variabil. Din această cauză, se poate trage concluzia, din cele expuse mai sus, că prin rotirea rotorului condensatorului din poziția de capacitate minimă în sensul măririi ei, se produce o micșorare simțitoare a curentului anodic (începînd de la o valoare oarecare a capacității).

În momentul cînd capacitatea condensatorului atinge valoarea corespunzătoare acordului circuitului oscilant la rezonanță cu frecvența proprie a cuarțului, oscilațiile din circuitul oscilant se întrerup (decroșează), iar curentul anodic atinge valoarea maximă printr-un salt brusc. Porțiunea normală de lucru este acea parte a caracteristicii, care se află puțin mai spre dreapta punctului A. În apropiere de punctul A cuarțul va lucra într-un regim nestabil.

Pentru schema a doua, cu cuarțul introdus între grilă și anod, condițiile de oscilație sînt îndeplinite atunci cînd circuitul oscilant anodic este acordat pe o frecvență ceva mai joasă decît frecvența de rezonanță a cuarțului. Prin acordarea circuitului oscilant pe o anumită frecvență, corespunzătoare frecvenței de rezonanță a cuarțului, curențul anodic al tubului crește brusc, ca urmare a întreruperii oscilațiilor. Mărind mai departe frecvența proprie a circuitului oscilant, ceea ce corespunde micșorării capacității condensatorului, oscilațiile nu se mai produc.

Prin folosirea primei scheme se pot obține mult mai ușor oscilații stabile decît prin folosirea celei de a doua. În ceea ce privește însă menținerea stabilității frecvenței generale, schema a doua este mai bună decît prima, dacă celelalte condiții sînt identice.

Amplitudinea oscilațiilor de radiofrecvență ale oscilatoarelor cu cuarț nu poate fi mare în ambele cazuri și este determinată de robustețea plăcuței de cuarț. Pentru frecvențele folosite de amatori, puterea oscilatorului pilot trebuie limitată la 1...2 W.

Tensiunile anodice, în special pentru schema cu cuarțul în circuitul anod-grilă, trebuie luate cel mult de 200...250 V.

Cel mai bun procedeu de protejare a cuarțului împotriva suprasarcinii este conectarea unui miliampermetru în serie cu el. Curențul din circuitul cuarțului nu trebuie să depășească 60 mA.

Aparatul de măsurat poate fi înlocuit și printr-o lampă indicatoare de 2,5 V și 60 mA. După intensitatea luminoasă se poate aprecia regimul de funcționare a cuarțului. Iluminarea vie a acestei lămpi indică o încărcare peste măsură a cuarțului, iar iluminarea slabă — un regim normal al oscilatorului.

2. Cele mai utilizate scheme de oscilatoare pilot cu cuarț pentru emițătoare de amatori sînt cele cu „cuplej electronic”.

Puterea de ieșire a acestor oscilatoare este mult mai mare decît la cele prezentate anterior. Din această cauză uneori amatorii se limitează numai la folosirea unui singur etaj cu cuarț.

De o popularitate mai mare se bucură printru amatori următoarele scheme de oscilatoare cu cuplaj electronic :

a) **Schema tri-tet.** În această schemă se pot folosi numai pentode sau tetrode cu fascicul electronic dirijat. Una din variantele schemei tri-tet este dată în fig. 109. Acest montaj este constituit în esență dintr-un emițător cu două etaje, al cărui oscilator cuprinde cuarțul montat după schema grilă-catod, iar anodul este format de grila ecran. Circuitul oscilant interior L_1C_1 trebuie scurtcircuitat în timpul funcționării emițătorului pe frecvența fundamentală a cuarțului, pentru a evita deteriorarea cuarțului. În construcție acest lucru se poate

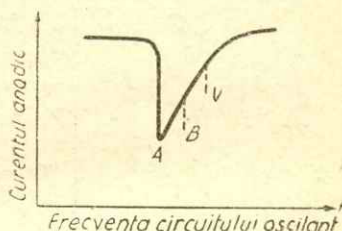


Fig. 108.

realiza punînd pe axul condensatorului C_1 o camă, care în anumite poziții poate închide și deschide comutatorul P_1 .

Oscilatoarele cu cuplaj electronic au căpătat o mare întrebuințare în special datorită faptului că lucrează bine pe armonicile cuarțului. Schema tri-tet lucrează mult mai bine pe armonicile a 2-a, a 4-a și a 6-a. Funcționarea oscilatorului pe a 2-a armonică a frecvenței fundamentale a cuarțului va fi mult mai eficientă dacă circuitul oscilant $L_1 C_1$ se va acorda pe o frecvență ceva mai mică decît armonica a 2-a. La funcționarea pe armonica 4-a, circuitul oscilant $L_1 C_1$ trebuie acordat pe armonica a 2-a, iar la funcționarea pe armonica a 6-a se va acorda pe armonica a 3-a.

Pentru funcționarea pe armonici impare este mai bine să se folosească altă schemă, întrucît schema tri-tet nu lucrează în acest caz suficient de bine.

b) **Schema anod-grilă.** În această schemă (fig. 110) pot fi folosite la fel numai pentode și tetrode cu fascicul electronic dirijat. Ea

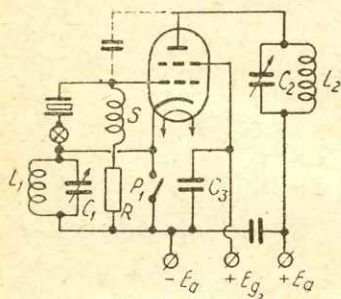


Fig. 109.

reprezintă de asemenea un emițător cu două etaje al cărui oscilator funcționează după schema anod-grilă. Grila ecran a tubului îndeplinește rolul anodului oscilatorului. La funcționarea pe frecvența fundamentală a cuarțului, trebuie conectat în paralel cu condensatorul C_1 , un condensator cu o capacitate de ordinul a 1000 pF. Valoarea bobinei de șoc RF se alege de ordinul a 2,5 mH. Această schemă funcționează bine pe armonicile a 2-a și a 3-a.

Alegerea uneia dintre schemele oscilatorului cu cuarț, este determinată de schema generală a emițătorului. La construcția unui emițător de putere mică cu număr redus de tuburi, trebuie folosite schemele oscilatorului cu cuplaj electronic. Aceste scheme, executate cu tuburile 6Π3 și 6Π6, la o tensiune anodică normală, pe frecvența fundamentală a cuarțului, sînt capabile să dezvolte în circuitul oscilant anodic o putere de radiofrecvență de ordinul a 15...30 W, la lucrul pe armonica a 2-a o putere de 5...10 W, iar pe armonica a 3-a și a 4-a o putere de 2...6 W.

În acest fel, un radioamator autorizat să folosească o stație de radio de 5 W, poate satisface cerințele de lucru folosind un emițător cu un singur tub 6Π6. Dacă însă dorim să facem față cu un consum minim de energie la toate celelalte frecvențe admise, trebuie construit un emițător mai complicat, cu dublor. În acest caz se pot folosi oscilatoare cu cuarț, funcționînd cu triode după schema grilă-catod sau anod-grilă, cu o solicitare mai mică a cuarțului.

La construirea de către radioamatori a emițătoarelor cu putere de 100 W, se recomandă folosirea oscilatorului cu bandă continuă.

Oscilatoare stabilizate cu cuarț, cu frecvență variabilă

Oscilatoarele stabilizate cu cuarț le lipsește maniabilitatea, întrucât pot lucra numai pe câteva frecvențe fixe. Din această cauză emițătoarele stabilizate cu cuarț sînt indicate mai mult pentru comunicații circulare (QTC). Pentru a putea chema orice stație auzită și a face o legătură bilaterală (QSO), emițătorul trebuie să ofere posibilitatea de a fi repede acordat pe frecvența oricărei stații, în care scop este necesar să aibă frecvență variabilă. Pentru ca emițătorul cu cuarț să poată funcționa pe toate benzile de frecvențe de amator, trebuie să aibă un număr mare de cristale, care să fie schimbate după necesitate.

Un calcul simplu arată că, spre exemplu, pentru a lucra numai în telegrafie pe toată banda de 20 m, succedind frecvențele de lucru la 5 kHz trebuie să avem 40 de cristale de cuarț. Aceasta este una din cauzele pentru care radioamatorii calificați folosesc emițătoarele cu frecvență variabilă fără stabilizare de cuarț.

Cerințele unor emițătoare cu mare stabilitate, au dus la construirea emițătorului cu frecvență variabilă stabilizate, totuși, cu cristale de cuarț (VFX).

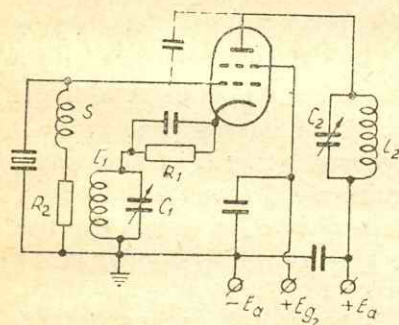


Fig. 110.

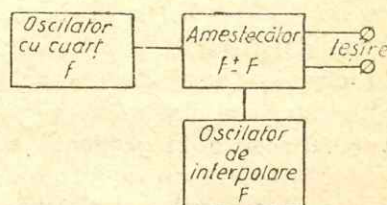


Fig. 111.

La ieșirea unui astfel de oscilator stabilizat, se obține o frecvență de lucru ce reprezintă suma sau diferența frecvențelor unui oscilator obișnuit cu cuarț (cu unul sau mai multe cristale de cuarț) și a unui oscilator cu frecvență variabilă, care lucrează de obicei pe frecvențe relativ joase. Pentru separarea unor asemenea frecvențe combinate, se folosește același principiu ca și la schimbarea de frecvență din superheterodine. Oscilatorul cu frecvență variabilă se numește oscilator de interpolare. Schema-bloc a unui astfel de oscilator este prezentată în fig. 111.

În construcțiile de amator ne putem limita la folosirea unei singure benzi laterale. Dacă însemnăm cu F frecvența oscilatorului de

interpolare și cu f frecvența oscilatorului cu cuarț iar $\frac{f}{F} = n$, se poate dovedi că stabilitatea frecvenței oscilatorului :

$$\frac{\Delta f_{\text{lucru}}}{f_{\text{lucru}}} = \frac{1}{n+1}$$

În acest fel stabilitatea relativă a oscilatorului pe frecvența de lucru devine de $n+1$ ori mai mare ca stabilitatea oscilatorului de interpolare. Din această cauză frecvența oscilatorului de interpolare este bine să se ia cât se poate mai mică, iar a oscilatorului cu cuarț mai mare. Pentru a obține la ieșirea oscilatorului frecvențe de lucru în gama de 7 MHz a amatorilor, se recomandă să se aleagă frecvența oscilatorului cu cuarț de ordinul a 6...6,5 MHz. În acest caz frecvența oscilatorului de interpolare poate fi determinată astfel :

$$f_{\text{lucru}} = F + f_{\text{cuarț}} \text{ de unde } F = f_{\text{lucru}} - f_{\text{cuarț}}$$

Pentru primul caz, cind $f = 6,0$ MHz, $F_1 = 7\,000 - 6\,000 = 1\,000$ kHz, $F_2 = 7\,200 - 6\,000 = 1\,200$ kHz, $n = \frac{6000}{1000} = 6$.

Pentru al doilea caz, cind $f_{\text{cuarț}} = 6,5$ MHz, obținem $F_1 = 7\,000 - 6\,500 = 500$ kHz, $F_2 = 7\,200 - 6\,500 = 700$ kHz, $n = \frac{6500}{500} = 13$.

În al doilea caz, stabilitatea frecvenței la ieșirea oscilatorului este de două ori mai mare ca în primul caz, însă de data aceasta apar o serie de greutăți practice în separarea frecvenței rezultante necesare, în circuitul oscilant anodic al schimbătorului de frecvență.

În compunerea impulsurilor de curent anodic în toate cazurile vor fi scoase în evidență mult mai puternic frecvența fundamentală a oscilatorului cu cuarț și a celei de interpolare. Frecvența combinată necesară va avea o putere relativ mică. În circuitul oscilant anodic frecvențele oscilatorului de interpolare nu se vor separa din cauza diferenței mari a frecvențelor, dar în același timp oscilațiile cu frecvența oscilatorului cu cuarț pot fi comparabile și chiar mai mari în ce privește puterea lor față de oscilațiile frecvențelor combinate. Din aceste considerente nu se poate da oscilatorului de interpolare o frecvență prea joasă.

Pentru a evita pătrunderea frecvenței fundamentale în circuitul oscilant anodic al oscilatorului, se folosește un sistem de echilibrare al schimbătorului de frecvență. Una din aceste scheme este dată în fig. 112. După aspectul exterior, ea reprezintă un amplificator simetric. Circuitul oscilant anodic al schimbătorului de frecvență se acordează pe o frecvență egală cu suma sau diferența frecvențelor oscilatorului cu cuarț și de interpolare.

Deosebit este circuitul de grilă al acestui schimbător. Oscilațiile de la oscilatorul cu cuarț se aplică la grilele tuburilor în fază, adică totdeauna de aceeași mărime. Oscilațiile de la oscilatorul de interpolare se aplică însă în opoziție de fază. Teoria și practica arată că, dacă tuburile sînt absolut identice, în circuitul oscilant anodic va lipsi cu-

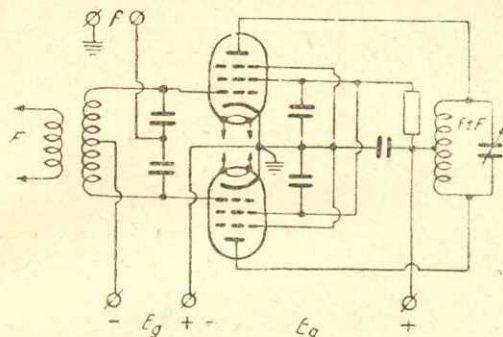


Fig. 112.

rentul rezultat al frecvenței fundamentale a oscilatorului cu cuarț. În circuitul oscilant se vor separa numai curenții frecvențelor combinate (ai sumei sau diferenței lor).

V. MODULAȚIA ȘI MANIPULAȚIA ÎN RADIOEMIȚATOARELE DE AMATOR

În activitatea experimentală pe unde scurte în radiotelefonie, radioamatorii folosesc aproape exclusiv procedeul de modulație în amplitudine. Din această cauză, aici vom trata numai acest procedeu de modulație.

Modulația în amplitudine este procesul de variație a amplitudinii oscilațiilor de radiofrecvență în ritmul frecvenței audio. Acest proces este reprezentat grafic în fig. 113 a, b și c. Pe fiecare din aceste desene, la mijloc, se află reprezentarea oscilației sinusoidale de AF, deasupra sînt oscilațiile de RF nemodulate, denumite și frecvență purtătoare, iar dedesubt este graficul oscilațiilor modulate, rezultate în urma acțiunii frecvenței audio asupra amplitudinii oscilațiilor întreținute.

Gradul de variație a amplitudinii oscilațiilor de radiofrecvență sub acțiunea frecvenței audio se numește profunzimea modulației. Mărimea care determină profunzimea modulației este gradul de modulație m .

Gradul de modulație m este raportul dintre creșterea amplitudinii frecvenței purtătoare modulate și amplitudinea frecvenței purtătoare nemodulate. Acest coeficient se exprimă în procente :

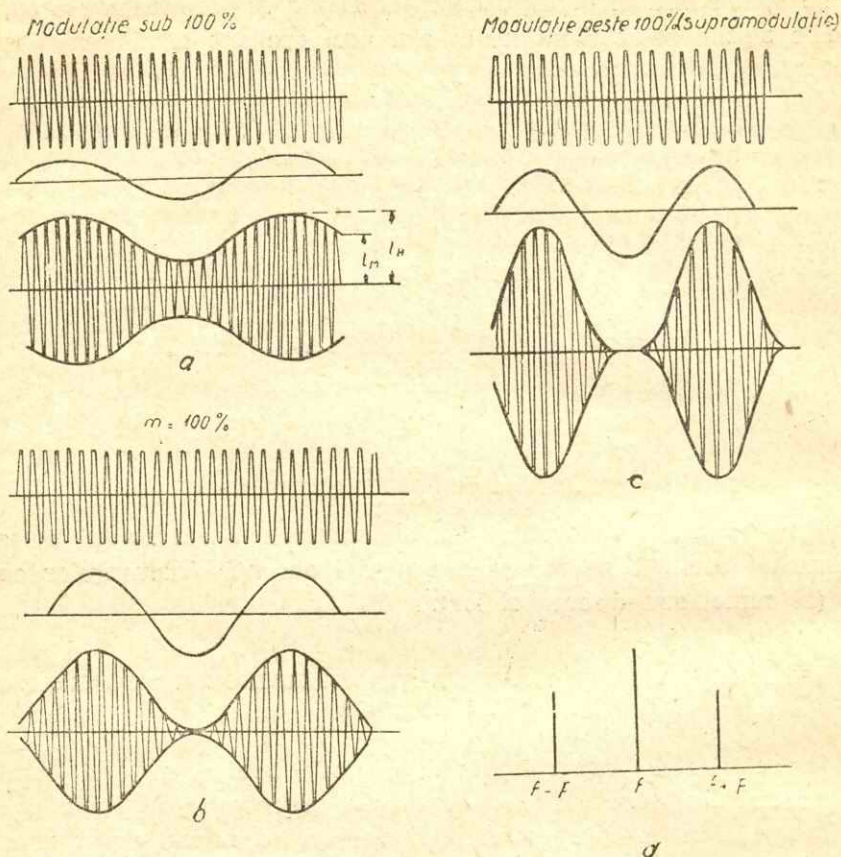


Fig. 113.

$$m = \frac{\Delta I_p}{I_p} \cdot 100\% \text{ unde } \Delta I_p = I_m - I_p$$

Modulația cu gradul de modulație mai mare de 100% este însoțită de distorsiuni mari și nu aduce o mărire a bătăii emițătorului. Asemenea profunzime de modulație poartă denumirea de supramodulație. În acest caz, deși oscilațiile modulate nu sînt sinusoidale, totuși impulsul lor poate fi descompus în componente sinusoidale, așa cum s-a făcut la studierea impulsurilor de curent anodic cu rețezare.

În cazul modulației cu un curent sinusoidal pur, în compunerea oscilației modulate vor fi cuprinse trei frecvențe, după cum se arată în fig. 113 d.

Una din aceste frecvențe este frecvența purtătoare, iar celelalte două poartă denumirea de frecvențe de bandă. Aceste frecvențe sînt plasate pe ambele părți ale frecvenței purtătoare, iar ca întindere sînt egale cu valoarea frecvenței de modulație.

În cazul modulației cu întregul spectru al frecvențelor audio, pe ambele părți ale frecvenței purtătoare vor apare două benzi (laterale) de frecvențe de modulație. Cu cît spectrul de frecvențe de modulație este mai larg, cu atît aceste oscilații vor ocupa o bandă mai largă de frecvențe. Se știe că pentru obținerea unei bune inteligibilități a vorbirii, este suficient să se transmită numai frecvențele audio cuprinse între 200 și 2500 Hz.

Lărgirea exagerată a benzii frecvențelor transmise nu numai că nu mărește inteligibilitatea vorbirii, dar duce și la situația că, pe fiecare din frecvențele modulate va reveni o parte mai mică din puterea radiată de emițător.

Emițătoarele de amator trebuie să fie prevăzute atît pentru lucrul în radiotelegrafie, cît și în radiotelefonie. Din această cauză trebuie acordată o mare atenție posibilității trecerii cît mai ușoare a emițătorului de la lucrul în telegrafie la cel în telefonie.

Procedee practice de modulație

Cel mai simplu procedeu de modulație a oscilațiilor ar fi introducerea microfonului direct în circuitul antenei (fig. 114). Însă acest procedeu nu este folosit în practică din cauza deformărilor introduse și a producerii de mari pierderi de putere în radiofrecvență.

Există multe scheme utile de modulație. În fiecare caz în parte se alege însă acea schemă care se adaptează în mai bune condiții tipului de tuburi folosite în etajul final al emițătorului.

Variația amplitudinii frecvenței purtătoare a emițătorului se poate realiza prin variația tensiunilor în ritmul frecvenței de modulație, pe oricare dintre electrozii tubului sau pe mai mulți electrozi deodată. În funcție de electrodul pe care se aplică tensiunea de modulație, se numesc însăși procedeele de modulație: pe grilă, anod etc. În emițătoarele de amatori, modulația se realizează de regulă în amplificatorul de putere.

Modulația pe grilă

În fig. 115 este arătată o schemă practică de modulație pe grilă. Pe grila de comandă a tubului din etajul modulator al emițătorului acționează concomitent trei tensiuni: tensiunea continuă de negativare E_c , tensiunea de radiofrecvență și tensiunea de modulație de audiofrecvență. La înfășurarea primară a transformatorului Tr_1 se aplică tensiunea frecvenței audio de la amplificatorul de audiofrecvență.

Tensiunea de negativare are în acest caz o valoare mai mare decît la lucrul în telegrafie. Valoarea tensiunii de negativare a grilei de

comandă a etajului de ieșire la lucrul în telefonie, se determină cel mai simplu după caracteristica statică de modulație. La modulația pe grilă, caracteristica statică de modulație reprezintă dependența curentului din antenă în funcție de variația tensiunii de grilă. O astfel de caracteristică este dată în fig. 116. Caracteristica de modulație în acest caz va fi liniară numai în domeniul regimului de subțensiune al etajului final. Pe caracteristica obținută se determină mijlocul părții rectilinii.

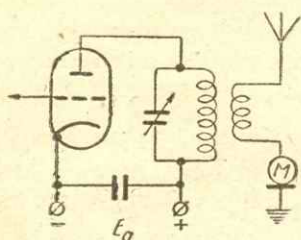


Fig. 114.

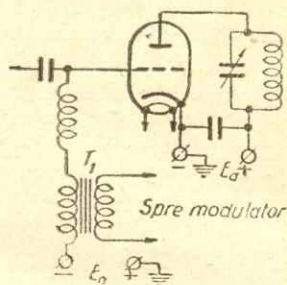


Fig. 115.

Coborînd din acest punct o perpendiculară pe abscisă, vom găsi valoarea necesară a negativării. Practic, emițătorul se poate pune cu suficientă precizie în regim de lucru în telefonie prin următorul procedeu:

Emițătorul se reglează în regim de telefonie la puterea maximă în antenă. După aceasta se mărește ușor cuplajul antenei, iar prin mărirea negativării se stabilește un curent anodic al etajului modulat

egal ca mărime cu jumătate din valoarea lui pe timpul lucrului emițătorului în regim de telegrafie. Valoarea tensiunii de modulație a frecvenței audio se stabilește cu ajutorul reglajului de volum, astfel ca pe timpul pronunțării în fața microfonului a sunetului prelung „aaa”, curentul antenei să crească cu 15...20%.

În acest caz curentul anodic nu trebuie să varieze.

Creșterea sau scăderea curen-

tului anodic indică supramodulația sau existența oscilațiilor parazitare în etajul final.

Dacă curentul din antenă va scădea, în loc să crească, aceasta înseamnă că punctul de funcționare nu a fost bine ales.

În regimul de lucru în telefonie, puterea frecvenței purtătoare în

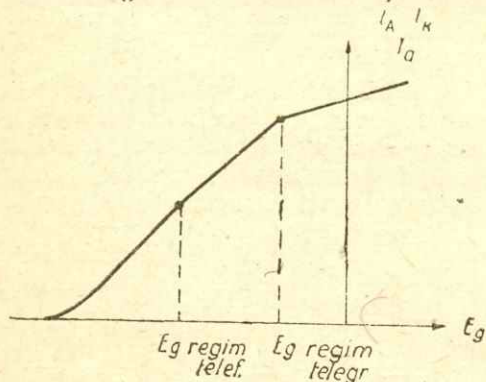


Fig. 116.

cazul modulației pe grilă este de patru ori mai mică decât în regimul de lucru în telegrafie.

Modulația anodică

În prezent cea mai largă întrebuințare o are modulația anodică. Cauza principală a acestui fapt constă în aceea că, puterea frecvenței purtătoare pe timpul lucrului în regim de telefonie, este numai de două ori mai mică față de puterea telegrafică, adică de două ori mai mare ca la modulația pe grilă.

În adevărata sa formă, modulația anodică se folosește de obicei numai în amplificatorii de putere cu triode.

Schema practică a modulației anodice este dată în fig. 117. Aici modulatorul funcționează în regim de clasă B. Schema modulației anodice mult folosită anterior, cunoscută sub denumirea de modulație Heissing, nu are întrebuințare practică în prezent, deoarece modulatorul în acest montaj trebuie să lucreze în regim de clasă A, fapt care duce la un randament relativ scăzut.

Caracteristica statică de modulație pentru modulația anodică este greu să fie realizată în condițiile de lucru ale amatorilor. Porțiunea rectilinie a caracteristicii de modulație se află în domeniul regimului de supratensiune a etajului modulat. Dacă etajul final în punctul de funcționare în telegrafie are deja un regim de ușoară supratensiune sau un regim critic, trecerea la regimul de telefonie se face printr-o

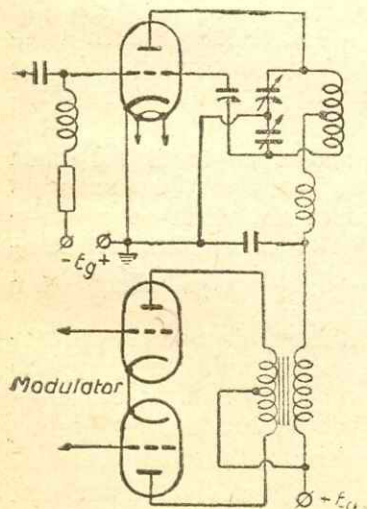


Fig. 117.

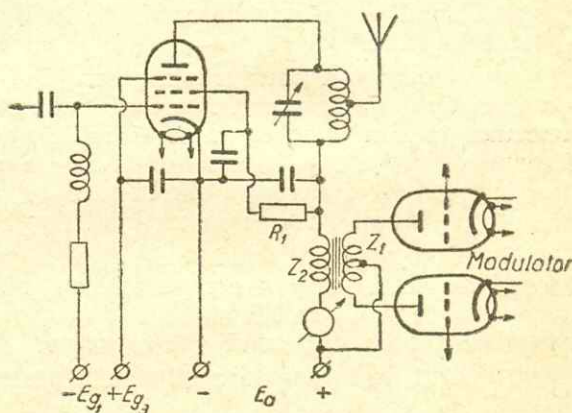


Fig. 118.

ușoară scădere a tensiunii anodice și slăbirea cuplajului cu antena. Puterea etajului modulat este mult mai mare în cazul modulației anodice în cazul modulației pe grilă sau alt sistem.

Alegerea tubului pentru modulator este determinată de tensiunea redresorului ce alimentează etajul final al emițătorului și de puterea acestui etaj. Tuburile se aleg astfel ca ele să poată da în sarcină o putere egală cu jumătatea puterii aplicate circuitului anodic al etajului final al emițătorului. Redresorul etajului final al emițătorului trebuie să fie calculat în acest caz avându-se în vedere puterea folosită de modulator, dacă nu se presupune alimentarea modulatorului de la un redresor separat.

De cele mai multe ori, radioamatorii folosesc în etajele finale pentode și tetrode. Pentru amplificatoarele de putere cu pentode și tetrode, este bine să se folosească o modulație combinată pe anod și grilă ecran. Schema practică a unui amplificator cu pentode, cu modulație combinată pe anod și grilă ecran, este dată în fig. 118.

Metodele de calcul ale etajului final sînt identice atît pentru modulația pe anod cit și pentru modulația combinată pe anod și grila ecran.

Calculul regimului etajului final al emițătorului modulat pe anod

După cum s-a constatat etajul final al emițătorului este caracterizat, în regimul modulației pe anod, prin două regimuri de bază: al frecvenței purtătoare și al puterii maxime.

Calculul etajului final modulat pe anod începe cu calculul său într-un regim de putere maximă, tensiunea anodică și puterea utilă în regimul frecvenței purtătoare fiind date.

În condițiile radioamatorului, cînd emițătorul lucrează în telegrafie și telefonie, puterea în regimul frecvenței purtătoare și valoarea tensiunii anodice trebuie determinate în prealabil, după datele regimului în telegrafie.

După cum s-a spus, regimul etajului modulat pe toată porțiunea caracteristicii de modulație trebuie să fie supraexcitat (cu excepția punctului maxim unde el poate fi critic), aceasta obținându-se printr-o oarecare micșorare a tensiunii anodice. De obicei valoarea tensiunii anodice în regimul frecvenței purtătoare se alege egală cu 0,8...0,9 din valoarea tensiunii anodice în regimul de telegrafie.

Puterea utilă în regimul frecvenței purtătoare de asemenea trebuie să fie micșorată în comparație cu puterea regimului în telegrafie și să reprezinte de la 0,5 pînă la 0,7 din valoarea acesteia. În caz contrar, condițiile regimului optim nu vor fi îndeplinite.

Pornind de la aceste condițiuni, determinăm:

a) Valoarea tensiunii anodice în regimul frecvenței purtătoare:

$$E_{aT} = (0,8 \dots 0,9) E_a$$

b) Puterea utilă în regimul frecvenței purtătoare

$$P_{aT} = (0,5 \dots 0,7) P_a$$

Regimul puterii maxime

1. Se determină valoarea tensiunii anodice maxime, care în cazul modulației pe anod nu rămâne constantă, ci variază odată cu audio-frecvența

$$E_{am} = E_{aT} (1 + m);$$

unde $m = 1$

$$E_{am} = E_{aT} (1 + 1) = 2E_{aT}$$

Aceasta înseamnă că în cazul unei modulații 100% tensiunea anodică va fi de două ori mai mare decât tensiunea dată de redresor.

2. Tensiunea maximă pe anod, în cazul cînd coeficientul de utilizare a tensiunii anodice ξ , se apropie de unitate, crește aproape de două ori, adică :

$$E_{a \max} = 2 E_{am} \cong 4 E_a$$

Astfel tensiunea anodică maximă devine aproape de patru ori mai mare decât tensiunea sursei de alimentare anodică și aproape de două ori mai mare decât în regimul de telegrafie. De aceea izolația circuitului anodic trebuie dimensionată în consecință.

După cum s-a arătat, la trecerea de la regimul de telegrafie în cel de telefonie, tensiunea anodică E_{am} va fi ceva mai scăzută. De aceea coeficientul de utilizare a tensiunii anodice în regim maxim se ia de obicei $\xi = 0,9 \dots 0,95$ și regimul etajului în acest punct trebuie să se apropie de regimul critic. Aceasta va asigura un regim de supraalimentare în toate celelalte puncte. Mai departe, calculul se face după aceleași formule ca și calculul regimului de telegrafie.

În urma calculului vom obține puterile P_{om} , P_{um} , P_{am} , care vor fi mai mari decât cele recomandate pentru tubul dat. Aceasta însă se admite deoarece valorile sînt momentane (instantanee).

Regimul frecvenței purtătoare

1. Se știe că tensiunea anodică în punctul de funcționare în telefonie este egală :

$$E_{aT} = \frac{E_{a \max}}{1 + m} = (0,8 \dots 0,9) E_a.$$

2. Determinăm amplitudinea tensiunii alternative a frecvenței purtătoare :

$$U_{mT} = \frac{U_{m \max}}{1 + m}$$

3. Determinăm valoarea curentului primei armonici în regimul frecvenței purtătoare :

$$I_{a1T} = \frac{I_{a1 \max}}{1 + m}$$

precum și componența continuă a curentului anodic :

$$I_{aoT} = \frac{I_{ao \max}}{1 + m}$$

Această valoare a curentului anodic va fi indicată de miliampermetrul conectat în circuitul anodic. Indicațiile acestui instrument nu trebuie să se schimbe în timpul procesului de modulație.

4. Puterile în punctul de funcționare în telefonie variază de $(1+m)^2$ ori și vor fi egale :

a) Puterea utilă :

$$P_{uT} = \frac{P_{u \max}}{(1+m)^2}$$

la $m=1$

$$P_{uT} = \frac{1}{4} P_{u \max}$$

b) Puterea disipată pe anod :

$$P_{aT} = \frac{P_{a \max}}{(1+m)^2}$$

c) Puterea aplicată :

$$P_{oT} = \frac{P_{o \max}}{(1+m)^2}$$

Pentru calculul modulatorului trebuie determinate valorile medii ale unor mărimi într-o perioadă a frecvenței modulației.

1. Puterea aplicată :

$$P_{o \text{ med}} = P_{oT} \left(1 + \frac{m^2}{2} \right) = P_{oT} + P_{oT} \cdot \frac{m^2}{2}$$

Astfel în procesul de modulație puterea aplicată crește cu $P_{oT} \cdot \frac{m^2}{2}$.

Această putere suplimentară se obține de la modulator. Modulatorul trebuie să fie calculat pentru această putere. De aici rezultă că pentru a asigura o modulație 100% ($m=1$) puterea modulatorului trebuie să fie egală cu jumătate din puterea aplicată a etajului final al emițătorului.

2. Puterea disipată pe anod :

$$P_{a \text{ med}} = P_{aT} \left(1 + \frac{m^2}{2} \right)$$

Această putere determină încălzirea anodului tubului și nu trebuie să depășească valoarea admisibilă.

3. Valoarea medie a curentului din antenă :

$$I_{a \text{ med}} = I_{aT} \sqrt{1 + \frac{m^2}{2}}$$

la $m = 1$

$$I_{a \text{ med}} = 1,22 I_{aT}$$

Aceasta înseamnă că în cazul modulației 100% curentul din antenă va fi cu 22% mai mare decât în lipsa modulației.

Pentru calculul modulatorului este necesar de a determina, afară de puterea sa, rezistența de sarcină.

Rezistența de sarcină pentru modulator este rezistența echivalentă a etajului final al emițătorului R_s :

$$R_s = \frac{E_{aT}}{I_{a0T}}$$

Exemplu de calcul. Să calculăm regimul etajului final pentru cazul aplicării modulației pe anod. Vom lua ca bază un etaj final al cărui calcul a fost deja făcut pentru regimul de telegrafie.

Cunoaștem tubul amplificatorului — pentoda $\Gamma - 414$ cu următorii parametri :

$$E_a = 1500 \text{ V}; \quad E_{g2} = 350 \text{ V}; \quad E_{g3} = 40 \text{ V};$$

$$I_s = 600 \text{ mA}; \quad P_a = 100 \text{ W}; \quad \mu = 400; \quad S = 5 \frac{\text{mA}}{\text{V}}$$

1. Determinăm tensiunea anodică în regimul frecvenței purtătoare :

$$E_{aT} = 0,8 \quad E_a = 0,8 \cdot 1500 = 1200 \text{ V}$$

2. Determinăm puterea utilă în regimul frecvenței purtătoare, pentru puterea în radiofrecvență dată $P_u = 120 \text{ W}$:

$$P_{uT} = 0,7 \cdot P_u = 0,7 \cdot 120 = 84 \text{ W} \approx 85 \text{ W}.$$

Apoi, calculăm regimul puterii maxime :

1. Determinăm puterea maximă :

$$P_{u \text{ max}} = P_{uT} \cdot (1 + m)^2 = 4 \cdot 85 = 340 \text{ W}.$$

2. Tensiunea anodică în acest regim va fi :

$$E_{a \text{ max}} = E_{aT} (1 + m) = 2 \cdot 1200 = 2400 \text{ V}.$$

3. Coeficientul de utilizare a tensiunii anodice îl luăm același ca și pentru regimul de telegrafie, adică $\xi = 0,93$ și determinăm amplitudinea tensiunii alternative din circuit :

$$U_{\max} = \xi \cdot E_{a \max} = 0,93 \cdot 2\,400 = 2\,230 \text{ V.}$$

4. Determinăm mărimea necesară a frecvenței de bază pentru obținerea puterii date :

$$I_{a_1 \max} = \frac{2P_{u \max}}{U_{m \max}} = \frac{2 \cdot 340}{2\,230} = 0,305 \text{ A.}$$

5. Determinăm valoarea necesară a impedanței circuitului oscilant.

$$Z_{\text{rez}} = \frac{U_{m \max}}{I_{a_1 \max}} = \frac{2\,230}{0,305} = 7\,300 \, \Omega$$

Admitem impulsul curentului anodic în punctul maxim cu același unghi ψ ca și în punctul de funcționare în telegrafie și anume $\psi = 80^\circ$, iar unghiul $\psi_1 = 0^\circ$ (regim de sub tensiune); pentru acest impuls $\alpha_0 = 0,286$, $\alpha_1 = 0,473$.

6. Determinăm impulsul maxim al curentului anodic :

$$I_{a \max} = \frac{I_{a_1 \max}}{0,473} = \frac{0,305}{0,473} = 0,7 \text{ A} = 700 \text{ mA}$$

7. Determinăm componența continuă :

$$I_{a_0 \max} = I_{a \max} \cdot \alpha_0 = 0,286 \cdot 700 = 200 \text{ mA.}$$

8. Determinăm puterea aplicată maximă :

$$P_{o \max} = I_{a_0 \max} \cdot E_{a \max} = 0,200 \cdot 2\,400 = 480 \text{ W}$$

9. Determinăm puterea disipată pe anod în regimul puterii maxime :

$$P_{a \max} = P_{o \max} - P_{u \max} = 480 - 340 = 140 \text{ W}$$

10. Determinăm amplitudinea tensiunii de excitație :

$$U_{mg} = \frac{I_{a \max}}{S(1 - \cos \psi)} \cong \frac{0,780}{5 \cdot 0,826} = 170 \text{ V.}$$

11. Găsim valoarea tensiunii de negativare :

$$E_g = (U_{mg} - DU_{m \max}) \cos \psi + E_{ge} = 170 - \frac{1}{400} \cdot 2\,230(0,174 + 30) = 59 \text{ V}$$

După aceasta, trecem la calculul regimului frecvenței purtătoare.

1. Determinăm tensiunea alternativă din circuitul oscilant :

$$U_{mT} = \frac{U_{m \max}}{1 + m} = \frac{2\,230}{2} = 1\,115 \text{ V.}$$

2. Determinăm componenta continuă a curentului anodic :

$$I_{a0T} = \frac{I_{a0 \max}}{1 + m} = \frac{200}{2} = 100 \text{ mA}$$

Această valoare a curentului anodic o indică miliampermetrul conectat în circuitul anodic. Indicațiile instrumentului nu trebuie să se schimbe în timpul modulației.

3. Determinăm puterea aplicată :

$$P_{oT} = \frac{P_{o \max}}{1 + m} = \frac{480}{4} = 120 \text{ W}$$

4. Puterea disipată pe anod :

$$P_{aT} = \frac{P_{a \max}}{4} = \frac{140}{4} = 35 \text{ W.}$$

5. Determinăm randamentul circuitului anodic :

$$\eta_a = \frac{P_{aT}}{P_{oT}} = \frac{85}{120} = 71\%.$$

Apoi facem calculul valcrilor medii necesare :

1. Valoarea medie a puterii aplicate :

$$P_{o \text{ med}} = P_{oT} \left(1 + \frac{m^2}{2}\right) = 120 (1 + 0,5) = 180 \text{ W.}$$

2. Valoarea medie a puterii disipate de anod

$$P_{a \text{ med}} = P_{aT} \left(1 + \frac{m^2}{2}\right) = 35 \cdot 1,5 = 53 \text{ W}$$

3. Determinăm puterea necesară a modulatorului consumată de circuitul etajului final :

$$P_m = P_{oT} \frac{m^2}{2} = 120 \cdot 0,5 = 60 \text{ W.}$$

În cazul întrebuițării modulației anod-grilă ecran este necesar să ținem seama de puterea consumată de circuitul grilei-ecran : $P_{m \text{ ecr}} = I_{o \text{ ecr.}} \cdot E_{aT}$ și să mărim cu această valoare puterea modulatorului.

În cazul dat

$$P_m = 60 + 1200 \cdot 0,040 \cdot 0,5 = 78 \text{ W.}$$

4. Determinăm rezistența echivalentă a etajului final :

$$R_s = \frac{E_{aT}}{I_{a0T}}$$

aici prin $I_{a\ 0T}$ se înțelege suma componentei continue a curentului anodic și a grilei-ecran, deoarece această din urmă este alimentată de la aceeași sursă ca și anodul.

Deci

$$R_s = \frac{1\ 200}{100 + 20} \quad 1\ 000 \approx 10\ 000\ \Omega$$

Curentul grilei-ecran este de obicei egal cu 20...25% din curentul anodic.

Cu aceasta se termină calculul etajului final în regimul modulației pe anod. Etapa următoare o constituie calculul modulatorului și al transformatorului de modulație.

Calculul modulatorului

A. Noțiuni generale. S-a arătat mai sus că în prezent pentru modulatele se aplică exclusiv schemele simetrice în regim de clasă B sau AB. Schema de principiu a modulatorului este arătată în fig. 119 și 120. În modulator se pot întrebuința atât tuburile amplificatoare de audiofrecvență triode și pentode, cit și triodele și pentodele de emisie.

În cazul întrebuințării în modulator a triodelor de emisie cu caracteristici lineare, de obicei nu este necesar să se aplice negativarea

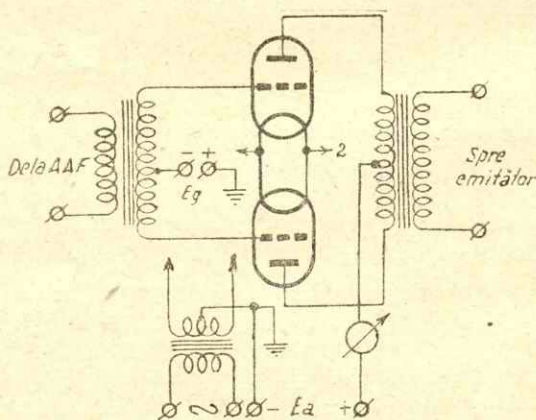


Fig. 119.

pe grilele de comandă ale tuburilor. Însă în acest caz puterea etajului preamplificator de putere trebuie să fie mare deoarece modulatorul lucrează cu curenți însemnați în circuitul grilei de comandă. Pentru modulatele care lucrează cu pentode și cu tetrode cu fascicul electronic se preferă un regim de clasă AB.

Din calculul etajului final al emițătorului care lucrează în regimul modulației de anod, cunoaștem :

- 1) puterea modulatorului P_m ;
- 2) rezistența de sarcină a modulatorului R_s ;
- 3) valoarea componentei continue a curentului anodic al etajului final I_{a0} , care trece prin înfășurarea secundară a transformatorului de modulație.

Din calculul modulatorului se va determina :

1. Tipul și numărul de tuburi ale modulatorului, precum și regimul de funcționare al acestora ;
- 2) Datele transformatorului de modulație.

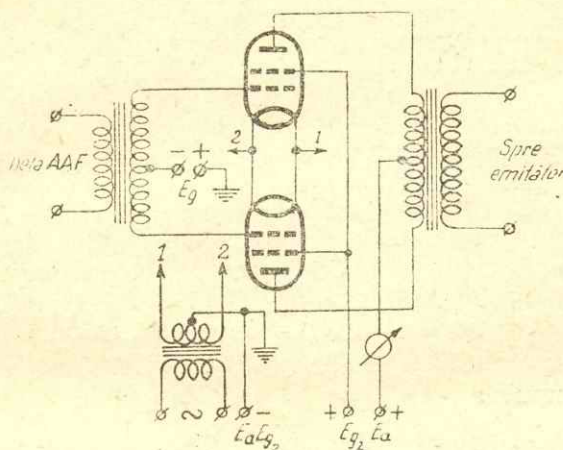


Fig. 120.

B. Calculul modulatorului în regim clasă B. Pentru calculul cel mai simplu al modulatorului, trebuie să cunoaștem randamentul și frecvențele limite care trec prin modulator la o valoare dată a distorsiunilor de frecvență.

În practica radioamatorilor, cînd se lucrează în regim de telefonie, este rațional ca modulatorul să fie calculat pentru banda de frecvențe de la 200 pînă la 2500 Hz. Caracteristice pentru calculul modulatorului sînt toate datele care, în mod obișnuit, sînt determinate de mărimea sursei de alimentare anodică E_{a0} .

În urma calculului se fac următoarele operațiuni :

- se alege tipul și numărul de tuburi pentru modulator ;
- se stabilesc datele referitoare la regimul modulatorului :

$$U_{mg}, E_g, U_m, I_m, I_a, I_a \text{ și } P_o;$$

- se determină parametrii transformatorului de modulație : n — coeficientul de transformare și L_1 — inductanța înfășurării primare.

La începutul calculului se stabilește un coeficient de utilizare a tensiunii anodice ξ care în acest caz se alege între 0,5 și 0,65. Restul calculului se efectuează astfel :

1. Determinăm puterea teoretică a transformatorului, care este în funcție de randamentul transformatorului de modulație :

$$P_{m \text{ t or}} = \frac{P_m}{\eta_t}$$

2. Determinăm puterea cedată de tuburile unui braț :

$$P'_{m \text{ t or}} = \frac{P_{m \text{ teor}}}{2}$$

3. Mai departe, determinăm amplitudinea tensiunii alternative pe anozii tuburilor unui braț :

$$U'_m = \xi E_a.$$

4. Găsim amplitudinea componentei alternative a curentului anodic al tuburilor unui braț :

$$I'_a = \frac{2P'_{m \text{ teor}}}{U'_m}$$

5. Determinăm impulsul maxim de curent al unui braț. Se știe că regimul B este caracterizat prin impulsul curentului cu unghiul $\psi = 90^\circ$. Pentru acest impuls :

$$\alpha_1 = 0,5 \text{ și } \alpha_0 = 0,319 ; I'_m = 2I'_a.$$

6. Determinăm valoarea componentei continue a curentului anodic dintr-un braț :

$$I_0 = 0,319 I_m$$

și valoarea totală a componentei continue :

$$I_0 = 2 \cdot I'_0$$

Această valoare o indică miliampermetrul conectat în circuitul anodic al modulatorului cînd acesta livrează puterea teoretică.

7. Determinăm puterea aplicată tuburilor unui braț :

$$P'_0 = E_{a0} \cdot I'_0$$

Puterea totală aplicată va fi :

$$P_0 = 2P'_0$$

8. Determinăm puterea disipată pe anozii tuburilor unui braț :

$$P'_a = P'_0 - P'_{m \text{ teor}}$$

După aceasta se alege tipul și numărul de tuburi.

9. Determinăm amplitudinea tensiunii alternative pe grilele tuburilor unui braț :

$$U'_{m_i} = \frac{I'_m}{mS} + DU'_m$$

în care m = numărul tuburilor dintr-un braț.

Valoarea totală a amplitudinei tensiunii alternative aplicată la grilele tuburilor :

$$U_{m_g} = 2U'_{m_g}$$

10. Determinăm valoarea tensiunii de negativare pe grilele tuburilor :

$$E_g = \frac{E_{a0}}{\mu}$$

În acest stadiu al calculelor verificăm regimul de lucru (de supra-tensiune sau sub-tensiune) din inegalitatea :

$$\frac{e_{a \text{ min}}}{e_{g \text{ max}}} \geq 3 ;$$

$$e_{a \text{ min}} = E_{a0} - U'_m ;$$

$$e_{g \text{ max}} = E_g - U'_{m_g}$$

11. Determinăm valoarea rezistenței de sarcină necesară pentru tuburile unui braț :

$$R_a = \frac{U'_m}{I'_a}$$

De aici rezistența totală între anozii tuburilor trebuie să fie :

$$R_a = 2R'$$

12. Determinăm coeficientul de transformare al transformatorului de modulație :

$$n = \frac{w_2}{w_1} = \sqrt{\frac{R_s}{\eta_t \cdot R_a}}$$

unde w_1 și w_2 reprezintă numărul de spire ale înfășurărilor primară și secundară ale transformatorului.

13. Determinăm valoarea inductanței înfășurării primare a transformatorului :

$$L_1 = \frac{4R_i}{m} \cdot \frac{\alpha}{1 + \alpha} \cdot \frac{1}{4,16 F_{in}}$$

în care $\alpha = \frac{R_a}{4R_i} \cdot m = \frac{R_a}{R_{i \text{ echiv}}}$, iar

F_n = frecvența inferioară de modulație.

C. Calculul modulatorului în regimul AB. Acest regim de lucru se aplică în amplificatoare simetrice, în care sînt întrebuințate pentode sau tetrode cu fascicul electronic. Unghiul ψ al curentului anodic se ia de obicei de circa 120° . În acest regim $\alpha_0 = 0,4$ și $\alpha_1 = 0,54$.

Coeficientul de utilizare a tensiunii anodice poate fi luat pentru pentode și tetrode mai ridicat decît pentru tetrodele lucrînd în clasa B :
 $= 0,75 \dots 0,85$.

Rezistența internă echivalentă a tuburilor montate simetric :

$$R_{i \text{ echiv}} = \frac{3 R_i}{m}$$

În rest calculul este identic cu cel precedent.

Exemplu : Să se calculeze un modulator lucrînd în regim de clasă B pentru a asigura funcționarea etajului de ieșire al emițătorului, ale cărui date sînt reproduse în exemplul precedent.

Din calcul se cunoaște :

$$R_s = 10\,000 \, \Omega ; P_m = 78 \, \text{W} ; E_a = 1\,200 \, \text{V}.$$

Alegem :

a) frecvența inferioară din modulator :

$$F_{inf} = 200 \, \text{Hz} ;$$

b) frecvența superioară din modulator :

$$F_{sup} = 2\,500 \, \text{Hz} ;$$

c) randamentul transformatorului :

$$\eta_t = 0,8 ;$$

c) coeficientul de utilizare a tensiunii anodice :

$$\xi = 0,7.$$

1. Mai departe, calculăm puterea teoretică a modulatorului :

$$P_{m \text{ teor}} = \frac{P_m}{\eta_t} = \frac{78}{0,8} = 98 \, \text{W}$$

Puterea ce trebuie livrată de tuburile unui braț :

$$P'_{m \text{ teor}} = \frac{P_{m \text{ teor}}}{2} = \frac{98}{2} = 49 \, \text{W}$$

2. Determinăm apoi amplitudinea tensiunii alternative pe anod :

$$U'_m = \xi E_a = 0,7 \cdot 1\,200 = 840 \, \text{V}.$$

3. Amplitudinea componentei alternative a curențului anodic al tuburilor unui braț va fi :

$$I_a = \frac{2P'_{m \text{ tot}}}{U_m} = \frac{2 \cdot 49}{840} = 0,114 \text{ A.}$$

4. Impulsul de curent anodic al tuburilor unui braț :

$$I_m = 2I_a = 0,228 \text{ A.}$$

5. Valoarea componentei continue :

$$I_0 = 0,319 \cdot I_m = 0,319 \cdot 0,228 = 0,073 = 73 \text{ mA.}$$

6. Puterea aplicată anozilor tuburilor unui braț :

$$P_0 = I_0 \cdot E_a = 0,073 \cdot 1200 = 88 \text{ W.}$$

7. Puterea disipată pe anozii tuburilor unui braț :

$$P_a = P_0 - P'_{m \text{ tot}} = 87,5 - 49 = 38,5 \text{ W.}$$

După valorile obținute în urma calculelor pentru P_a , I_m și după E dată, alegem tipul tuburilor modulatorului.

Alegem astfel tubul yB-180. Acest tub nu prea satisface cerințele referitoare la tensiunea anodică, însă pentru această putere nu sînt triode adecuate. Experiențele au arătat că, totuși, acest tub poate fi întrebuințat în cazul dat.

Parametrii principali ai tubului ales sînt :

$$P_a = 50 \text{ W, } I_s = 0,25 \text{ A, } \mu = 9, R_i = 1500 \Omega, S = 6 \frac{\text{mA}}{\text{V}}$$

Numărul de tuburi în brațul anodic $m = 1$.

8. Determinăm valoarea totală a componentei continue a curențului anodic din tuburile modulatorului :

$$I_0 = 2m I_0 = 2 \cdot 73 = 146 \text{ mA.}$$

Această valoare a curențului o va indica miliampermetrul conectat în circuitul anodic al modulatorului cînd acesta livrează puterea teoretică.

9. Determinăm puterea totală consumată de modulator :

$$P_0 = E_{a0} \cdot I_0 = 1200 \cdot 0,146 = 175 \text{ W.}$$

10. Determinăm amplitudinea tensiunii alternative pe grila de comandă a tubului :

$$U'_{mg} = \frac{I_m}{mS} + DU'_m = \frac{0,232}{6} \cdot 10^3 + \frac{1}{9} \cdot 840 = 38 + 93 = 131 \text{ V.}$$

11. Determinăm valoarea tensiunii de negativare :

$$E_g = \frac{E_a}{\mu} = \frac{1200}{9} = -133 \text{ V.}$$

Astfel tensiunea maximă pe grilă va fi :

$$e_{g \text{ max}} = E_g + U'_{mg} = -133 + 131 = -2 \text{ V,}$$

Aceasta înseamnă că se asigură obținerea unei puteri necesare fără a intra în zona tensiunilor pozitive pe grilă, adică lucrul se va face fără curent de grilă.

12. Verificăm tensiunea de regim :

$$e_{a \min} = E_{a0} - U'_m = 1\,200 - 840 = 360 \text{ V.}$$

Astfel condiția $\frac{e_{a \min}}{e_{g \max}} \geq 3$ este satisfăcută.

13. Determinăm valoarea rezistenței de sarcină a unui braț :

$$R'_a = \frac{U'_m}{I'_a} = \frac{840}{0,116} = \frac{840}{116} 10^3 \approx 7\,400 \, \Omega.$$

14. Determinăm rezistența totală a sarcinii între anodi :

$$R_a = 2 R'_a = 2 \cdot 7\,400 = 14\,800 \, \Omega$$

15. Aflăm coeficientul de transformare al transformatorului de modulație :

$$n = \frac{W_2}{W_1} = \sqrt{\frac{R_s}{\eta_t R_a}} = \sqrt{\frac{10\,000}{0,8 \cdot 14\,800}} = 0,92 \approx \frac{1}{1,1}$$

16. Determinăm valoarea inductanței înfășurării primare a transformatorului :

$$L_1 = \frac{4R_i}{m} \cdot \frac{\alpha}{1 + \alpha} \cdot \frac{1}{4,16 F_{inf}}$$

unde :

$$\alpha = \frac{R_a}{4R_i} = \frac{14\,800}{4 \cdot 1500} = 2,46.$$

Astfel :

$$L_1 = \frac{4 \cdot 1500}{1} \cdot \frac{2,46}{1 + 2,46} \cdot \frac{1}{4,16 \cdot 200} \cdot 6\,000 \cdot 0,71 \cdot \frac{1}{4,16 \cdot 200} = 5,14 \text{ H}$$

Ultima etapă din calculul modulatorului constă în calculul transformatorului de modulație.

Calculul în regimul AB este bine să se facă pe cale grafică, după caracteristicile tuburilor. În general însă calculul în acest caz se deosebește puțin de calculul în regim de clasă B, dacă nu ținem seamă de schimbarea unor rapoarte.

Exemplul de calcul a unui modulator în regim AB. Este necesar să se calculeze un modulator pentru următoarele condiții :

Se cunosc :

$$R_s = 11\,000\ \Omega; P_m = 55\ \text{W}; F_{\text{inf}} = 200\ \text{Hz}; \eta_t = 0,8.$$

Alegem coeficientul de utilizare a tensiunii anodice $\xi = 0,75$ și unghiul de atac al curentului anodic $\psi = 120^\circ$.

Acest impuls este caracterizat prin coeficienții $\alpha_0 = 0,4$ și $\alpha_1 = 0,54$. Afară de aceasta, circuitele anodice ale modulatorului pot fi alimentate de la un redresor separat de 450 V. Să se determine prin calcul datele regimului de funcționare :

$$U_{mg}, E_g, I_o, U_m, R_a, n \text{ și } L_1$$

1. Determinăm puterea teoretică a modulatorului :

$$P_{m\text{ teor}} = \frac{P_m}{\eta_t} = \frac{55}{0,8} = 70\ \text{W}$$

2. Determinăm amplitudinea tensiunii alternative pe anozii tuburilor unui braț :

$$U'_m = \xi E_{a0} = 0,75 \cdot 450 = 340\ \text{V}.$$

3. Determinăm amplitudinea componentei alternative a curentului anodic al tuburilor unui braț :

$$I'_a = \frac{2 P_{m\text{ teor}}}{U'_m} = \frac{2 \cdot 35}{340} \approx 0,21\ \text{A}$$

4. Impulsul maxim de curent anodic al tuburilor unui braț :

$$I'_m = \frac{I'_a}{0,54} = \frac{0,21}{0,54} = 0,38\ \text{A}$$

5. Determinăm valoarea componentei continue a curentului anodic al tuburilor unui braț :

$$I'_o = 0,4 \cdot I'_m = 0,4 \cdot 0,38 \approx 0,15\ \text{A}$$

6. Puterea aplicată anozilor tuburilor unui braț :

$$P'_o = I'_o E_a = 0,15 \cdot 450 = 68\ \text{W}$$

7. Puterea disipată pe anozii tuburilor unui braț :

$$P'_a = P'_o - P'_{m\text{ teor}} = 68 - 35 = 33\ \text{W}.$$

Alegem tubul $6\pi 3C$. Deoarece un singur tub în braț nu asigură îndeplinirea condițiilor referitoare la puterea disipată pe anod $P_a > P_{a\text{ adm}}$ vom întrebuința două tuburi în braț ($m = 2$).

Datele tubului $6\pi 3C$:

$$S = 6 \frac{\text{mA}}{\text{V}} ; \mu = 135 ; R_i = 22,5 \cdot 10^3 \Omega ; P_{a \max} \approx 20 \text{ W} ;$$

$$I_e = 275 \text{ mA} ; E_a = 450 \text{ V} ; E_{g2} = 250 \text{ V}.$$

8. Determinăm valoarea totală a componentei continue a curentului anodic :

$$I_0 = 2 I'_{0} = 2 \cdot 0,15 = 0,30 \text{ A}.$$

9. Determinăm puterea totală aplicată circuitului anodic al modulatorului :

$$P_0 = E_{a0} \cdot I_0 = 450 \cdot 0,30 = 135 \text{ W}.$$

10. Determinăm amplitudinea tensiunii alternative pe grilele de comandă ale tuburilor unui braț :

$$U'_{mg} = \frac{I'_m}{S \cdot m} + D U'_m = \frac{0,38}{6 \cdot 2} \cdot 10^3 \approx 31,5 \text{ V}.$$

Al doilea termen fiind mic se neglijează.

Determinăm valoarea tensiunii de la etajul precedent care trebuie aplicată la grilele tuburilor :

$$U_{mg} = 2 U'_{mg} = 63 \text{ V}.$$

11. Determinăm valoarea tensiunii de negativare pe grilă. E poate fi luată cu 15...25% mai mică decât U'_{mg} :

$$E_g = \frac{U'_{mg}}{1,25} = \frac{31,5}{1,25} \approx 25 \text{ V}$$

12. Determinăm valoarea rezistenței de sarcină a unui braț :

$$R'_a = \frac{U'_m}{I'_a} = \frac{340}{0,21} \approx 1600 \Omega$$

Rezistența totală de sarcină între anozii tuburilor, în acest caz, va fi :

$$R_a = 2 R'_a = 3200 \Omega$$

13. Determinăm coeficientul de transformare :

$$n = \frac{W_2}{W_1} = \sqrt{\frac{R_s}{\eta_t R_a}} = \sqrt{\frac{11000}{0,8 \cdot 3200}} \approx 2,10 = 2,1 : 1$$

14. Determinăm valoarea inductanței înfășurării primare din relația :

$$L_1 = \frac{R_a}{4,16 F_{inf} m} = \frac{3200}{4,16 \cdot 200 \cdot 2} \approx 1,9 \text{ H}.$$

Luăm rotunjit $L_1 = 2 \text{ H}$.

D. Calculul transformatorului de modulație. Transformatorul de modulație lucrează avînd miezul magnetizat în permanență de curentul continuu care trece prin înfășurarea secundară.

În acest caz, valoarea permeabilității magnetice a fierului μ_z depinde de curentul de magnetizare. Pentru ca miezul să nu lucreze în condițiuni de suprasaturație, se va practica în el un întrefier.

Mai jos se dă calculul simplificat al transformatorului de modulație, care asigură o precizie suficientă.

Premizele calculului ne sînt cunoscute din calculul etajului de ieșire al emițătorului și modulatorului. Din calculul etajului final al emițătorului și modulatorului se cunosc :

1. curentul de magnetizare al înfășurării secundare a transformatorului I_{aoT} . Fie ca în acest caz $I_{aoT} = 90 \text{ mA}$;

2. inductanța înfășurării primare a transformatorului $L_1 = 2,0 \text{ H}$;

3. Coeficientul de transformare :

$$n = \frac{W_2}{W_1} = 2,1.$$

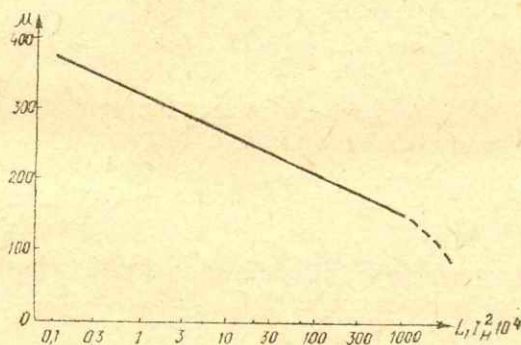


Fig. 121.

Ordinea de calcul :

1. Determinăm din grafic (fig. 121) valoarea reală a fierului ținînd seama de magnetizarea fierului de către componenta continuă a curentului anodic al etajului final al emițătorului.

Pentru aceasta trebuie să determinăm produsul $L_2 I_0^2$:

a) determinăm :

$$L_2 = n^2 L_1 = 2,1^2 \cdot 2,0 = 8,8 \text{ H} ;$$

$$\text{b) } L_2 I_0^2 \cdot 10^4 = 8,8 \cdot 0,090^2 \cdot 10^4 = 8,8 \cdot 0,0081 \cdot 10^4 = 720.$$

c) din grafic aflăm :

$$\mu_z \approx 160$$

2. Alegem dimensiunile miezului din tabela nr.

$$\text{III} = 25 \times 50 - I_{te} = 15,8 ; Q_{te} = 5,1$$

3. Determinăm numărul de spire ale înfășurării primare :

$$w_1 = 10^4 \sqrt{\frac{L_1 C_{fe}}{0,4 \cdot \mu_z Q_{fe}}} = 10^4 \sqrt{\frac{2,0 \cdot 15,8}{0,4 \cdot 3,14 \cdot 160 \cdot 5,1}} = 1630 \text{ spire}$$

4. Aflăm numărul de spire ale înfășurării secundare :

$$w_2 = n \cdot w_1 = 2,1 \cdot 1630 = 3420 \text{ spire.}$$

5. Determinăm diametrul conductoarelor după densitatea de curent admisă, pentru primar și secundar :

$$d_1 = 1,13 \sqrt{\frac{I_0}{\sigma}} = 1,13 \sqrt{\frac{0,15}{2,5}} = 29,5 \cdot 10^{-2} \approx 0,30 \text{ mm}$$

unde I_0 este componenta continuă a curentului anodic al tuburilor unui singur braț al modulatorului, iar

σ este densitatea de curent admisă, egală cu $2,5 \frac{\text{mA}}{\text{mm}^2}$

$$d_2 = 1,13 \sqrt{\frac{I_{aoT}}{\sigma}} = 1,13 \sqrt{\frac{0,090}{2,5}} \approx 0,2 \text{ mm}$$

Pentru ambele înfășurări se ia conductorul CuMM.

6. Determinăm mărimea optimă a intrefierului :

$$C_1 = \frac{w_2 I_{oT}}{8 \cdot 10^3} = \frac{3420 \cdot 0,090}{8 \cdot 10^3} = 0,38 \text{ mm}$$

7. Verificăm dispoziția înfășurărilor. Construcția carcasei și dispoziția înfășurărilor se face conform fig. 122. Prin dispoziția înfășurării

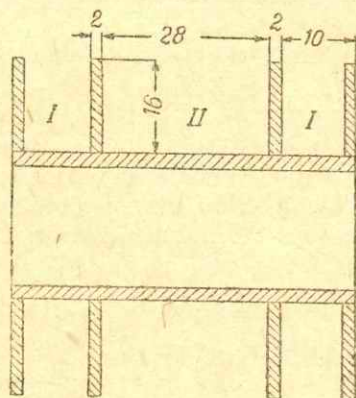


Fig. 122.

primare în două secțiuni se obține o sarcină mai simetrică a modulatorului.

Numărul de spire într-o secțiune a înfășurării primare este de $\frac{630}{2} = 315$ spire. Considerind diametrul conductorului cu izolație $d_1 = 0,43$ mm, determinăm :

a) Înfășurarea primară :

— numărul de spire din fiecare strat :

$$\frac{10}{0,43} = 23 \text{ spire ;}$$

— numărul de straturi :

$$315 : 23 = 13 \text{ straturi ;}$$

— grosimea înfășurării :

$$13 \cdot 0,43 = 5,59 \text{ mm.}$$

Astfel înfășurarea încapă liber în secțiune.

b) Înfășurarea secundară :

— diametrul conductorului cu izolație este egal cu 0,32 mm.

— numărul de spire dintr-un strat $\frac{28}{0,32} = 88$;

— numărul de straturi : $3420 : 88 = 39$ straturi ;

— grosimea înfășurării fără izolație :

$$39 \cdot 0,32 = 12,5 \text{ mm.}$$

Drept izolație întrebuițăm hirtia de 0,21 mm la fiecare două straturi de înfășurare.

Grosimea totală a hirtiei izolatoare :

$$19 \cdot 0,21 = 3,99 \text{ mm.}$$

Grosimea totală a înfășurărilor împreună cu hirtia izolatoare :

$$12,5 + 3,99 = 16,49 \text{ mm.}$$

Astfel înfășurarea secundară va încăpea și ea fără dificultăți pe carcasă.

Modulația pe grila supresoare, la pentode

Acest fel de modulație se poate folosi în cazul cînd etajul final al emițătorului funcționează cu pentodă și cînd tubul final nu are conectată, în interior, grila supresoare la catod. Schema practică de modulație pe grila supresoare este dată în fig. 123. Profunzimea mare de modulație se asigură în acest caz fără un consum mare de energie de audiofrecvență, întrucît modulația se face în domeniul tensiunilor negative, pe grila a treia. Aceasta dă posibilitatea în unele cazuri să se obțină o modulație suficient de profundă folosind doar un microfon simplu și un transformator ridicător de tensiune fără o amplificare

prealabilă. În general, puterea pentru care se calculează modulatorul poate fi luată foarte mică. În aceasta constă marele avantaj al acestui fel de modulație. În rest, procedeul de modulație pe grila supresoare este foarte asemănător cu procedeul modulației pe grila de comandă. Deosebirea esențială constă numai în aceea că, puterea din circuitul grilei de comandă a tubului etajului final al emițătorului, cerută de la etajul preamplificator, este mai mare ca la modulația pe grilă și mai mare ca în regimul de telegrafie. În cazul lucrului în regim de telefonie, ca și la modulație pe grilă, puterea de radiofrecvență este de patru ori mai mică ca în regimul de telegrafie.

Pentru stabilirea regimului de lucru, trebuie ridicată caracteristica statică de modulație, care arată dependența variației curentului

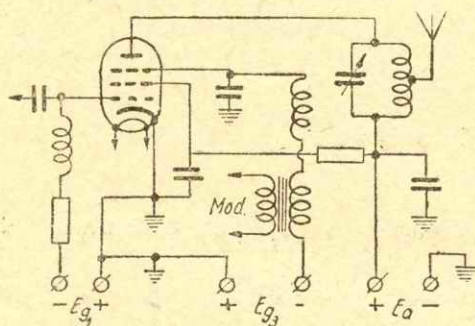


Fig. 123

din antenă în funcție de variația tensiunii pe grila a treia. Această caracteristică este rectilinie în cea mai mare parte a ei și se deformează numai la trecerea în domeniul tensiunilor pozitive pe grila a a treia. Punctul de funcționare se alege la mijlocul caracteristicii de modulație și pe această caracteristică se determină amplitudinea maximă a frecvenței audio.

În procesul modulației, ca și în toate celelalte cazuri, curentul anodic nu trebuie să varieze. La pronunțarea în fața microfonului a sunetului prelung „aaa“, curentul din antenă trebuie să crească cu 15...20%. O creștere mai pronunțată a curentului din antenă și variația curentului anodic, indică alegerea necorectă a punctului de funcționare sau existența oscilațiilor parazitare în etajul final (iar uneori și în modulator).

Alte procedee de modulație

În unele cazuri radioamatorii folosesc și alte procedee de modulație în afara celor arătate aici. De oarecare popularitate se bucură procedeul de modulație pe grila ecran. Schema practică a acestui fel de modulație este dată în fig. 124. Pentru trecerea în regimul de telefonie, aici se micșorează tensiunea continuă pe grila a doua. Această tensiune va varia cu frecvența audio.

Acest fel de modulație, sub aspectul energetic, este foarte apropiat de modulația pe grila de comandă. Puterea de modulație în acest

caz trebuie să fie mult mai mare, caracteristica de modulație este curbilinie și din această cauză nu se poate obține o modulație de bună calitate. Acest lucru face ca procedeul modulației pe grila ecran să nu fie recomandat.

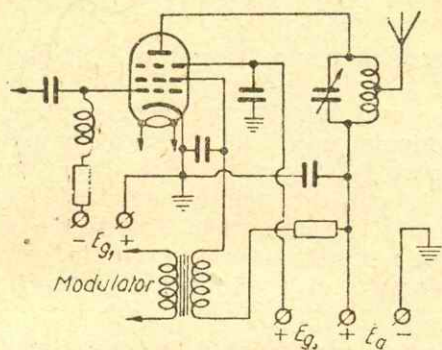


Fig. 124.

Manipulația telegrafică în emițătoarele de amator

Calitatea semnalelor telegrafice ale emițătorului de amator depinde nu numai de marea stabilitate a frecvenței oscilatorului pilot, de lipsa zgomotului de fond al curentului alternativ, reglarea corectă și îngrijită a etajelor intermediare și a celor finale, dar și de buna funcționare a dispozitivului de manipulare. Proasta funcționare a acestui dispozitiv poate reduce la zero toate calitățile precedente ale emițătorului.

Forma ideală a semnalului telegrafic este reprezentată în fig.

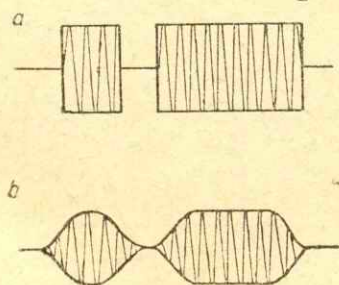


Fig. 125.

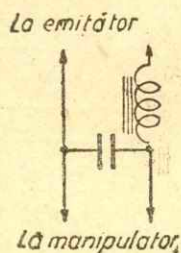


Fig. 126.

125, a. Obținerea unei astfel de forme a semnalului este foarte complicată și nici nu este necesară. Dezavantajul acestei forme este acela că semnalul în realitate are un număr de armonice a frecvenței fundamentale de manipulație. Din această cauză, emițătorul, care radiază un impuls de o formă așa de perfect dreptunghiulară, va produce perturbații puternice la distanțe apreciabile.

Perturbațiile de acest fel se aud la stația receptoare sub formă

Dacă schimbăm forma impulsului așa cum se arată în fig. 125, b, gradul de inteligibilitate al semnalului rămâne cel precedent, însă tonul lui va deveni mai muzical și mai plăcut la auz. În același timp, perturbațiile manipulației vor scădea simțitor.

Dezavantajul folosirii manipulației în oscilatorul pilot este acela că, de multe ori poate duce la înrăutățirea frecvenței în procesul atingerii regimului stabil. Manipulația în oscilatorul pilot poate fi folosită cu succes de radioamatorii ce locuiesc în mediul rural sau în localități nu prea mari, unde perturbațiile cu rază de 3...4 km nu se resfring asupra lucrului în benzile de amatori. Însă în orașe, unde sînt multe stații de unde scurte de amatori, nu se recomandă folosirea acestui fel de manipulație.

tuburile etajelor următoare ale emițătorului trebuie să fie luată dintr-un redresor separat, obținându-se astfel și o formă mai îndulcită a semnalului. Acest procedeu de manipulare permite și lucrul în semiduplex, cu condiția unei ecranări bune a oscilatorului pilot și a etajului separator. Totodată în acest caz se poate corecta mult mai ușor forma semnalului.

Procedeul principal de schimbare a formei semnalului este introducerea filtrelor speciale în circuitul de manipulare.

Schema celui mai simplu filtru de acest fel este dată în fig. 126. Valorile bobinei de șoc de rețea L și a capacității condensatorului C se aleg experimental, în funcție de valoarea curentului din circuitul de manipulare.

Inductanța bobinei de șoc L poate varia de la 1 la 20 H, iar capacitatea condensatorului C de la 0,05 la 0,5 μF .

Un astfel de filtru poate fi montat împreună cu manipulatorul și închis la un loc cu acesta, sub un ecran comun. În acest caz nu mai este necesară montarea unor filtre pentru anihilarea scinteiilor dintre contactele manipulatorului. Dacă un asemenea filtru se montează chiar în emițător, pentru manipulator va fi nevoie să se folosească un filtru special de radiofrecvență, care se montează împreună cu manipulatorul într-un ecran comun.

Manipularea și reglarea formei semnalului se obține mai ușor în cazul întrebuințării releelor electronice. Schema de principiu a unui relee electronic este arătată în fig. 127. Numărul tuburilor conectate în paralel este determinat de mărimea curentului din circuitul manipulat. Prin întrebuințarea releelor electronice se reduc la minimum și paraziții provocați de apariția scinteiilor la contactele manipulatorului. Cea mai avantajoasă este montarea releului în circuitul grilelor ecran ale tuturor etajelor precedente ultimului. Forma semnalului se reglează prin variația valorii RC în circuitul de grilă al tuburilor releului electronic. În schema de mai sus acest lucru se obține prin conectarea rezistențelor și condensatoarelor de diferite mărimi cu ajutorul unui comutator cu trei poziții.

Cel mai simplu emițător al radioamatorului începător

Radioamatorul de unde scurte începător, care nu are suficientă experiență în construcția, montarea și exploatarea radioemițătoarelor complicate cu mai multe etaje, trebuie să-și construiască la început un emițător stabilizat cu cuarț. Experiența ne arată că, nerspectarea acestui lucru duce la rezultate negative : un emițător rău construit jenează lucrul altor radioamatori, iar frecvența lui de lucru poate ieși din limitele benzilor de amatori, fapte care constituie încălcări ale regulamentelor cu privire la funcționarea stațiilor de radioamatori.

Cel mai simplu emițător al radioamatorului de unde scurte este cel cu un singur etaj și stabilizare cu cuarț. Pentru simplificarea cons-

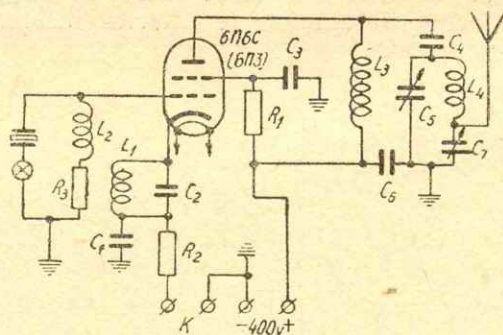


Fig. 128.

trucției și acordării, s-a ales schema cu cuplaj electronic, cuarțul fiind introdus în circuitul grilă-anod. Schema principală a unui asemenea emițător este dată în fig. 128. Datele pieselor emițătorului sînt următoarele : condensatoarele C_1 , C_3 , C_6 sînt cu dielectric de hîrtie, de capacitate $0,01 \mu F$ fiecare, $C_2 = 100 \text{ pF}$ (cu mică), C_5 și C_7 condensatoare variabile cu capacitatea maximă de $150...250 \text{ pF}$. Rezistențele $R_1 = 7500 \Omega$ ($0,5 \text{ W}$), $R_2 = 200 \Omega$ (2 W), $R_3 = 15 \Omega$ (2 W). Bobinele L_1 , L_2 , $L_3 = 2,5 \text{ H}$. Datele bobinei L_4 pentru diferitele benzi sînt următoarele :

1. pentru banda de 160 m — 65 spire conductor de 0,65 mm, de dorit cu izolație dublă de mătase, diametrul carcasei 37 mm, înfășurarea spiră lângă spiră ;

2. pentru banda de 40 m — 16 spire conductor de 0,8 mm, lungimea bobinajului 38 mm, diametrul carcasei 37 mm ;

3. pentru banda de 10 m — 3,5 spire, lungimea bobinajului 38 mm, diametrul carcasei 37 mm. Această bobină se folosește și pentru banda de 14 metri.

Pentru lucrul în toate benzile indicate, trebuie să avem două cuarțuri unul pentru frecvențele din limitele benzii amatorilor de 160 m, și unul pentru frecvențele din limitele benzii de 40 m.

După montare, acest emițător începe să funcționeze chiar de la început, neavînd nevoie de nici un reglaj. Unul din avantajele acestui emițător este de asemenea și faptul că el poate lucra cu antenă de orice tip, deși cel mai bine este să se folosească o antenă calculată.

Acordarea emițătorului este extrem de simplă și se face astfel. Conectînd antena și alimentarea, se pune condensatorul C_7 la capacitatea lui maximă, după care variînd capacitatea condensatorului C_5 se obține un minimum de curent anodic. Aceasta va servi ca indicație asupra acordării circuitului oscilant anodic în rezonanță cu frecvența cuarțului sau cu una din armonicile lui.

Dacă rezonanța nu se produce, trebuie micșorată puțin capacitatea condensatorului C_7 și parcursă din nou banda cu condensatorul C_5 . Obținînd rezonanța, se reglează emițătorul astfel ca să ridice cît mai mult în antenă. Pentru aceasta, micșorînd treptat valoarea capacității condensatorului C_5 , se obține iluminarea maximă a indicatorului conectat în antenă. La o acordare corectă pe frecvența fundamentală a cuarțului, curentul anodic al tubului 6Π6 trebuie să atingă circa 80 mA.

Cînd acest emițător lucrează pe frecvența fundamentală a cuarțului, adică în banda de 40 m, asigură în circuitul oscilant anodic o putere de cca. 20 W, la funcționarea pe armonica a 3-a (în banda de 20 m) o putere în jur de 10 W, iar la funcționarea în banda de 10 m — 5 W. Pentru protecția cuarțului contra eventualelor deteriorări în cazul funcționării pe frecvența fundamentală, este de dorit să se conecteze un condensator de 1 000—2 000 pF în paralel cu condensatorul C_2 .

Dispozitivul de alimentare al emițătorului este format dintr-un redresor obișnuit cu tub kenotron BO-188. Transformatorul trebuie să dea o tensiune în jur de 500 V, între punctul median și capetele înfășurării secundare. Un astfel de transformator va trebui să fie construit desigur de către amator. Bobina de șoc de rețea a filtrului are o inductanță de 10 H la un curent de 150 mA, iar condensatoarele de filtraj trebuie să aibă o capacitate de 8 μ F și să fie calculate pentru o tensiune de lucru de 600 V.

Emitător de categoria B.

Un emițător de unde scurte de categoria „B” trebuie să lucreze în toate benzile de amator, adică în benzile de 160, 80, 40, 20, 14 și 10 m și să asigure posibilitatea de a lucra pe orice frecvență în limitele benzilor admise. Un emițător cu frecvență variabilă și cu calități tehnice superioare nu poate fi construit după o schemă simplă.

Numărul minim de etaje la un astfel de emițător va fi de cel puțin cinci.

Schema de principiu a emițătorului este dată în fig. 129 iar a redresorului de alimentare în fig. 130.

În oscilatorul pilot al emițătorului este folosită schema cu cuplaj electronic cu sarcină dezacordată în circuitul anodului. Schema per-

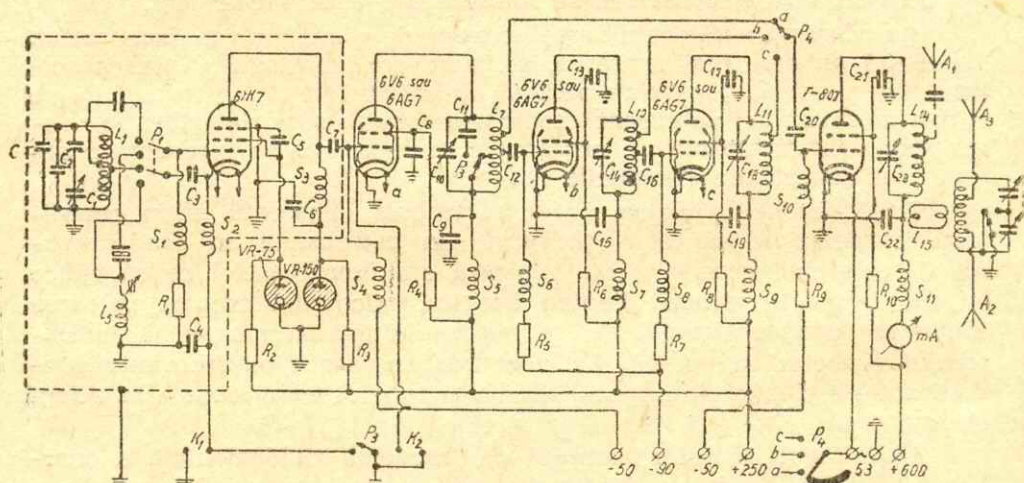


Fig. 129.

mite folosirea stabilizării cu cuarț. Trecerea de la frecvență variabilă la stabilizarea cu cuarț se face cu ajutorul comutatorului P_1 .

La construcția emițătorului trebuie dată o atenție deosebită oscilatorului pilot, care la lucrul cu frecvență variabilă trebuie să asigure o stabilitate superioară a frecvenței și o bună calitate a tonului. Frecvențele de lucru ale oscilatorului pilot se află în limitele benzii de 160 m a amatorilor. În oscilatorul pilot al emițătorului descris s-au luat următoarele măsuri de stabilizare a frecvenței :

- tubul oscilatorului pilot este pus să lucreze într-un regim ușor ;
- în circuitele oscilante se folosesc piese de calitate superioară ;

- în circuitul oscilant interior $L_1 C_1$ este întrebuințată o capacitate totală mare ;
- este prevăzut cu termocompenzație ;
- tensiunile aplicate grilei ecran și anodului tubului sint stabilizate.

Practica arată că a obține o stabilitate superioară a tonului semnalelor telegrafice, trebuie separată tensiunea anodică de cea a ecranului. Pentru stabilizarea tensiunii anodice se poate folosi un stabilizator cu neon VR-150/30 (CP4 C), iar pentru tensiunea ecran, VR-75/30 (CP2C).

În afara măsurilor indicate, oscilatorul pilot trebuie să fie ecranat cu grijă, în care scop este mai bine să fie introdus într-un ecran

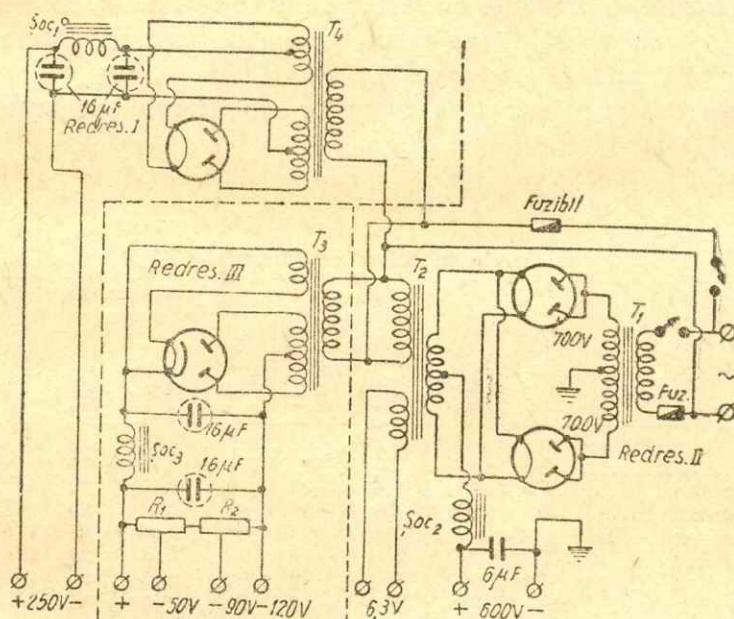


Fig. 130.

perfect. Ecranul, prin construcția sa, trebuie să fie masiv, ermetic sudat și să aibă contacte electrice sigure între diferitele părți componente și șasiul emițătorului.

După oscilatorul pilot, urmează trei etaje de amplificare intermediară. Toate aceste etaje funcționează ca multiplicatoare de frecvență. Toate etajele intermediare participă la funcționarea în benzile de 10, 14 sau 20 m. La funcționarea în banda de 40 m, ultimul etaj inter-

mediar se scoate din funcție, iar la funcționarea în bandă de 160 m, rămâne conectat numai primul etaj intermediar, astfel că, în acest caz, el funcționează în regim de amplificare. Aici se exclude necesitatea unui etaj separator special, din cauza folosirii în oscilatorul pilot a schemei cu cuplaj electronic. În circuitul oscilant al primului etaj intermediar este asigurată o acoperire totală a frecvenței, datorită condensatorului fix suplimentar C_{11} conectat în circuitul oscilant, în paralel cu C_{10} , la trecerea în banda de 160 m. În etajele intermediare, cel mai bine este să se folosească tuburi de tip 6Π9 (6AG7), iar în lipsa acestora se poate lua tubul 6Π6C (6V6).

Etajul final al emițătorului funcționează cu tubul Γ-807 și dezvoltă în circuitul oscilant o putere pînă la 40 W, ceea ce va asigura în cazul circuitelor oscilante cu factor de calitate ridicat, obținerea unei puteri în antenă de 20 W pe toate benzile de amator, putere admisă amatorilor din această categorie *).

Datele de funcționare ale tuburilor emițătorului se arată în tabela 15.

Tabela 15

Datele tuburilor emițătorului

Denumirea etajului	Tensiunile					Intensitățile		Tipul tubului
	filament (V)	Anod. (V)	grilă ecran (V)	Negativare (V)	Excitație (V)	filament (A)	anod. (Am)	
Oscilator	6,3	150	75	—	—	0,3	2	6 Ж 6
1-ul intermediar	6,3	250	150	—50	60	0,65	20	6Π 9 (6AG7)
1-ul intermediar	6,3	250	200	—50	60	0,5	25	6Π 6C (6V6)
2-a intermediar	6,3	250	150	—70	90	0,65	25	6Π 9 (6AG7)
2-a intermediar	6,3	250	200	—70	90	0,5	25	6Π 6C (6V6)
3-a intermediar	6,3	250	150	—70	90	0,65	30	6Π 9 (6AG7)
3-a intermediar	6,3	250	200	—70	90	0,5	35	6Π 6C (6V6)
Etaj final	6,3	600	250	—50	80	0,9	100	Γ 807

În circuitul oscilant anodic $L_{14} C_{23}$ al etajului final, se folosesc bobine schimbătoare. Construcția emițătoarelor de amator cu comutarea benzilor se îngreunează din cauza lipsei comutatoarelor simple și sigure. Folosirea comutatoarelor obișnuite este legată de introducerea în circuitul oscilant a unei capacități suplimentare importante, ceea ce-i micșorează impedanța la rezonanță și produce o scădere

*) În R. P. R. radioamatori din categoria B.

bruscă a randamentului emițătorului. Datele bobinelor circuitelor oscilante ale tuturor etajelor sint date în tabela 16.

Tabela 16

Datele bobinelor și socurilor R F ale emițătorului

Denumirea bobinei		Numărul de spire	Diametrul bobinei în mm	Lungimea bobinajului în mm	Diametrul conductorului mm	Tipul conductorului și izolația	Materiialul și forma carcasei
1		28	25	35	0,8	Email	Porțelan (cilindrică)
L ₄		25	15	spiră lângă spiră	0,4	"	Preșpan (cilindrică)
L ₅		32	25	32	0,8	"	"
L ₇		16	25	32	0,8	"	"
L ₁₀		9	25	32	0,8	"	"
L ₁₁							
L ₁₄							
Pentru banda 160 m.....		32	85	23)	1,5	"	Carcasă exag. ghetinax
Pentru banda 80 m.....		25	60	23)	1,5	"	"
Pentru banda 40 m.....		15	60	33)	2,0	Lisă argintată	"
Pentru banda 20 m.....		9	60	103)	4,0	"	"
Pentru banda 14 și 10 m.....		4	60	17	4,0	"	"
L ₁₅							
Pentru banda 160 m.....		3	60	spiră lângă spiră	1,5	Email	"
Pentru banda 40 m.....		2	60	"	1,5	"	"
Pentru banda 20 in.....		1	60	"	1,5	"	"
Socurile :		Inductanța 25 mH					
S ₁ , S ₂ , S ₃ , S ₄ , S ₆ , S ₈ , S ₉ , S ₁₀ , S ₁₁							

1) Priza de la spira 29 pt. extensie. De la spira 5 pt. catod, socotind de la capătul „rece“ al bobinei.

2) Priza de la spira 18 pt. comutator.

3) În loc de lungimea bobinajului se dă pasul (distanța între spire), în mm.

4) Se acordează cu un miez de magnetită de 9 m/m diametru.

Toate datele electrice ale celorlalte piese sint indicate în schema emițătorului (fig. 129). În raport cu tipul antenei, cuplajul etajului de ieșire cu antena se poate realiza direct cu circuitul oscilant anodic, printr-un condensator sau printr-un filtru suplimentar.

Filtrul suplimentar este necesar numai atunci cînd se folosesc antene simetrice. Datele electrice și constructive ale pieselor filtrului suplimentar sint aceleași ca la circuitul oscilant anodic. Ordinea acordării emițătorului fără filtru nu necesită lămuriri. La funcționarea cu filtru se acordă mai întii circuitul oscilant anodic al etajului final, așa cum s-a indicat (se are în vedere că etajele intermediare sint deja acordate), după care se acordează filtrul de antenă. Momentul rezonanței se constată prin creșterea curentului anodic al etajului final,

deoarece filtrul absoarbe energie de RF. Apoi se alege valoarea cuplajului cu antena și se definitivează acordarea filtrului de antenă. În cazul alegerii cuplajului în mod corect, variația acordului filtrului de antenă va produce o influență neînsemnată asupra acordului circuitului anodic al etajului final.

Manipulația telegrafică se realizează în al doilea etaj, însă este prevăzută posibilitatea de a fi folosită și în oscilatorul pilot. Pentru acordarea oscilatorului pilot pe diferite frecvențe după receptor, în oscilatorul pilot se găsește comutatorul P_3 . În timpul acordării oscilatorului pilot, acest comutator se așază pe poziția din stînga (fig. 129), întrerupe circuitul catodului celui de-al 2-lea etaj și scurtcircuitează în același timp manipulatorul.

Sistemul de alimentare al emițătorului este format din trei redresoare (fig. 130).

După cum se vede din schemă, redresorul I alimentează circuitele de încălzire și circuitele anodice ale tuburilor oscilatorului pilot și ale etajelor intermediare. Ca transformator pentru acest redresor se poate folosi cel din receptorul sovietic tip 7H—27 sau altul de putere mai mare.

Redresorul II asigură alimentarea circuitului anodic al etajului final. Transformatorul pentru acest redresor este de dorit să fie făcut de amator. Datele acestui transformator nu se dau deoarece el va fi construit de fiecare radioamator potrivit pieselor de care dispune.

Redresorul III are rolul de a livra tensiunile de negativare pentru grilele tuburilor emițătorului. Tot transformatorul acestui redresor, alimentează circuitul de încălzire al tubului etajului final. Pentru acest redresor, se poate utiliza un transformator provenit de la orice receptor cu alimentare la rețea.

Datele pieselor redresoarelor sînt arătate în schemă. În cazul execuției proprii a transformatorului T_2 , acesta poate fi construit în așa fel încît să imbine funcțiile transformatorului cu cele ale unui auto transformator, în scopul compensării variațiilor tensiunii de rețea.

Pentru aceasta, secțiunea miezului de fier va fi luată cu o oarecare rezervă în plus, iar diametrul conductorului înfășurării primare va fi ceva mai mare decît cel reeșit din calcul.

Radioemițător de categoria „C”

Pretensiile față de emițătoarele din această categorie sînt mai mari în privința stabilității tonului, precum și a posibilității de a lucra condiții optime în radiotelefonie. Din această cauză construcția emițătoarelor de categoria respectivă nu se înscrie în cadrul instalațiilor ce se adresează maselor de radioamatori. Pentru păstrarea operativității în lucru, se recomandă ca la aceste emițătoare oscilatorul pilot să se facă în formă de unitate separată portativă, așezată pe masa operatorului. Cealaltă parte a emițătorului, constituind o construcție independentă, se așază în orice parte a camerei. În afară de comoditatea

：

1

J.

1.



Fig. 131.

1

51

1.

113

de cablu, se poate folosi cu succes o conductă (link) cu izolație de clorură de polivinil cu secțiunea de 1 mm. Conducta trebuie să aibă cele 2 conductoare răsucite, ca la instalațiile de lumină. Datele capacităților și rezistențelor sînt indicate în schemă. Bobina L_1 a circuitului oscilant al oscilatorului pilot are 28 spire din conductor de 0,8 mm diametru, bobinate pe o carcasă ceramică cu diametrul de 25 mm. Lungimea bobinajului este de aproximativ 35 mm. Prizele pentru condensatorul variabil sînt luate, pentru benzile de 40 și 20 m, de la spira a 14-a, iar pentru benzile de 14 și 10 m, de la spira a 19-a. Prizele nu trebuie făcute în nici un caz în formă de ochi, deoarece în acest caz modifică inductanța bobinei.

La execuția bobinelor, se curăță conductorul în locul prizei și se prinde cu o bandă îngustă și subțire de bronz sau cupru îndoită în două, lungă de 1...1,5 cm. Locul de legătură se cositorește cu grijă. Mai departe, la clemele astfel obținute se cositorește conductorul de montaj, care unește bobina cu comutatorul. Comutatorul, suportul tubului, bobina de șoc RF anodică și alte piese ale oscilatorului pilot, care intră în compunerea circuitelor de radiofrecvență, trebuie să fie de calitate superioară, din material ceramic. Conductorii de legătură de la bobina circuitului oscilant la comutator și condensatoare trebuie să aibă o secțiune suficientă. Bobina de reacție L_2 este înfășurată pe aceeași carcasă cu bobina circuitului oscilant și are 19 spire bobinate spiră lângă spiră cu conductor de 0,4 mm. Ambele bobine se bobinează de altfel spiră lângă spiră, într-un singur sens.

Bobina circuitului oscilant al etajului al treilea L_3 are 32 de spire din conductor Cu E 0,8 și este bobinată pe același tip de carcasă ca și bobina oscilatorului pilot. Bobina de cuplaj L_4 are 3 spire și este bobinată pe o carcasă comună cu L_3 în spre „extremitatea rece”. Distanța dintre spirele vecine ale bobinelor este de 1...1,5 mm.

Manipularea se face în etajul al treilea sau eventual în oscilatorului pilot. Comutatorul P_3 asigură posibilitatea de a acorda emițătorul fără a radia în exterior la manipularea în oscilatorului pilot și permite de asemenea, să se treacă de la manipularea în oscilatorului pilot la manipularea în etajul al treilea și invers, fără modificarea schemei.

Etajele intermediare ale emițătorului

În emițător, excluzînd unitatea oscilatoare, se află trei etaje intermediare, care sînt dubloare. Primul etaj intermediar are frecvența de lucru ce se află în limitele benzii de amatori de 40 m, al doilea frecvențele benzii de 20 m, iar al treilea cele ale benzii de 10 m.

Fiecare etaj poate servi ca preamplificator în cazul lucrului eta-

jului final pe aceeași bandă. În cazul lucrului emițătorului în banda de 160 m, ultimul etaj al unității oscilatoare devine etaj preamplificator. Încălzirea tuburilor, care nu funcționează, se deconectează cu ajutorul comutatorului de benzi. Datele bobinelor circuitelor oscilante sînt indicate mai jos în tabela 17. Valorile electrice ale celorlalte piese sînt indicate în schemă (fig. 132).

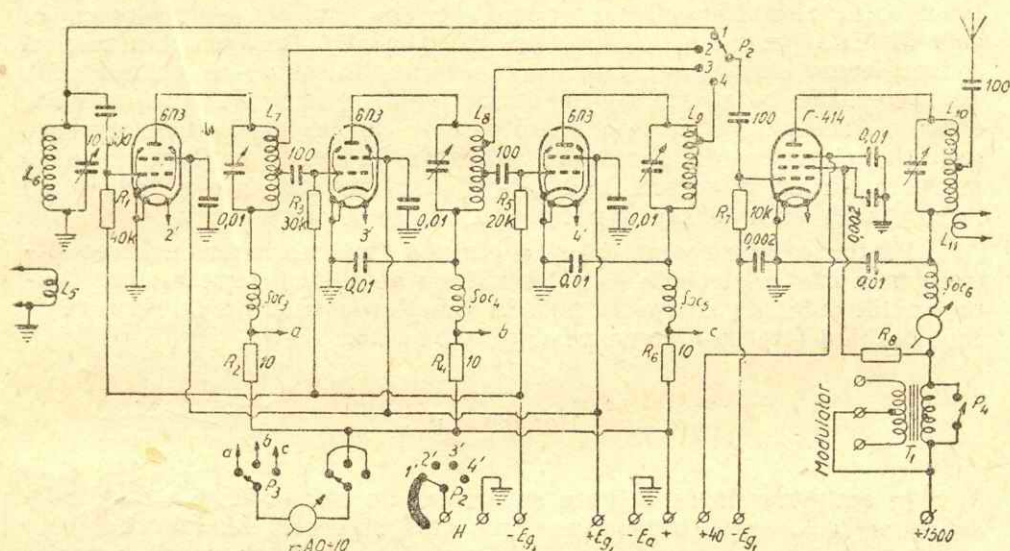


Fig. 132.

Tabela 17

Datele bobinelor circuitelor oscilante ale etajelor intermediare

Denumirea etajului	Numărul de spire	Diametrul carcsei (mm)	Lungimea bobinajului (mm)	Diametrul conductorului (mm)	Tipul izolației	Materialul și forma carcsei
L ₇ Circuitul oscilant anodic al etaj. 1	20	25	32	0,8	Email	Porțelan (cilindrică)
L ₈ Circuitul oscilant anodic al etaj. 2	15	25	32	1,8	Email	Sticlă
L ₉ Circuitul oscilant anodic al etaj. 3	9	25	32	1,0	Email	"
L ₆ Circuitul oscilant de grilă al etaj. 1	34	25	spiră lângă spiră	0,8	Email	Porțelan (cilindrică)
L ₅ Bobina de cuplaj	3	25	"	0,8	Email	"

Regimurile de bază ale tuburilor etajelor intermediare sînt indicate în schema emițătorului.

Etajul final

Etajul final al emițătorului poate funcționa cu tubul Γ -414 sau Γ -813. Schema emițătorului este obișnuită și nu necesită explicații. În scopul simplificării construcției, pentru schimbarea benzilor, trebuie folosite, în circuitul oscilant anodic, aceleași bobine schimbătoare ca cele indicate pentru emițătorul de categoria „B”. Dacă va fi nevoie să se accelereze schimbarea benzilor de lucru, folosindu-se comutatorul, se recomandă ca acesta să fie de tip tambur, bobinele fiind montate chiar pe acesta. Folosirea comutatoarelor de tip obișnuit micșorează calitățile electrice ale circuitelor oscilante, la lucrul pe benzile de 10 și 20 m. În urma acestui fapt, etajul final se află într-un regim de lucru foarte greu și scade puterea de radiofrecvență.

Pentru o folosire mai bună a etajului final și pentru mărirea filtrului armonicilor, trebuie folosit un filtru de tipul indicat la construcția emițătorului de categoria „B”. În funcție de tuburile folosite, regimul etajului final se determină după tabela 18.

Modulatorul

În emițătoarele de calitate superioară de categoria „C”, este indicat să se folosească o modulație pe anod și ecran. Modulatorul este etajul final de amplificare de audiofrecvență, care funcționează în regim de clasă B. Se știe că, în acest caz, pentru a evita distorsiuni puternice neliniare, etajul de ieșire al modulatorului trebuie să fie executat după schema în contratimp (simetrică) — vezi fig. 133.

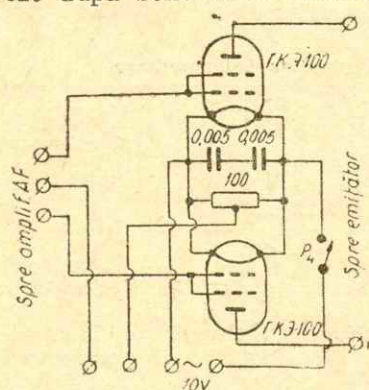


Fig. 133.

Tensiunea de audiofrecvență de la grila tuburilor modulatorului se poate lua de la orice amplificator de audiofrecvență, care dezvoltă la ieșire o putere modulată în jurul a 5...7 W. Ca tuburi modulatoroare se folosesc două tuburi Γ K3-100, conectate ca triode. Alegerea acestui tip de tuburi provine din faptul că încă nu există alte tuburi accesibile de acest tip.

Trecerea de la lucrul în telegrafie la cel în telefonie se face prin comutatorul dublu P_4 (fig. 132). Acest comutator, în cazul lucrului în telefonie, scurtcircuitează înfășurarea secundară a transformatorului de modulație și în același timp prin cel de-al doilea contact, intrerupe circuitul de încălzire al tuburilor modulatorului.

(fig. 133). Scurtcircuitarea înfășurării transformatorului de ieșire al modulatorului, este legată de conectarea înaltei tensiuni din care cauză comutatorul trebuie să dispună de calități izolante superioare. Acest lucru se realizează cel mai bine cu ajutorul unui releu. Dacă pentru amator folosirea modulației pe anod-ecran va fi greoaie, se poate folosi modulația numai pe grila ecran. Ca modulator se poate folosi amplificatorul de audiofrecvență descris mai jos. În cazul folosirii modulației pe anod-ecran, acest amplificator devine preamplificator pentru modulator.

Dispozitivul de alimentare

Pentru alimentarea unui asemenea emițător sint necesare patru redresoare (fig. 134). Un redresor (1) asigură alimentarea oscilato-

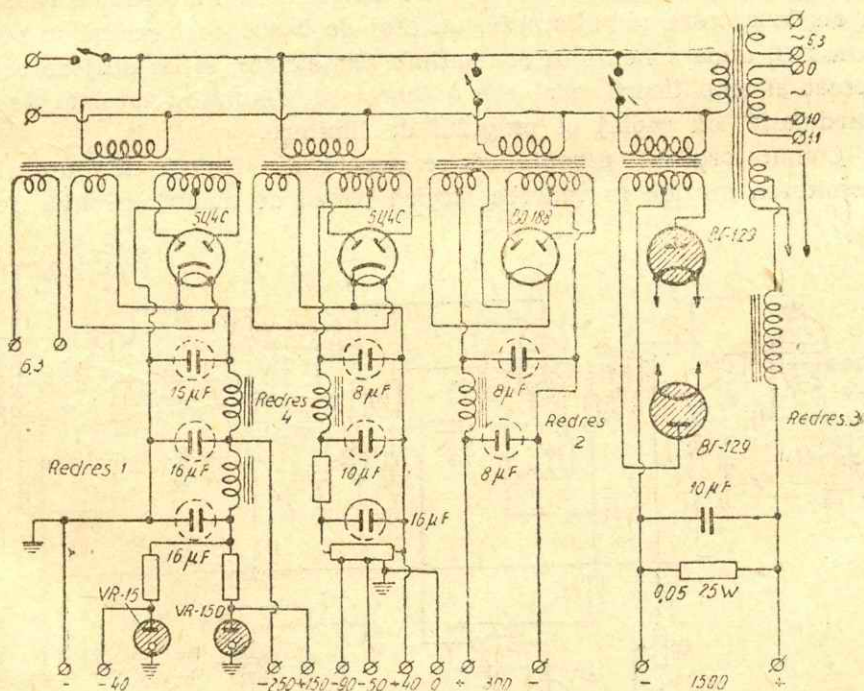


Fig. 134.

rului, al doilea (2) alimentarea etajelor intermediare, al treilea (3) al etajului final. Al patrulea redresor (4) se folosește pentru aplicarea tensiunii de negativare pe grilele tuburilor și a tensiunii pozitive (+ 40 V) la grila a treia a tubului Г-414.

Pentru trei dintre redresoare se pot folosi transformatoare de putere tipizate, de la receptoarele de radiodifuziune. Transformatorul de mare voltaj și transformatorul de încălzire a tubului etajului final și a tuburilor modulatorului trebuie însă executate special.

Amplificatorul microfonic

Construcția acestui amplificator este prevăzută pentru folosirea lui ca modulator în cazul modulației pe grila de comandă sau pe grila supresoare, la pentode. În afară de aceasta, el poate fi folosit ca pre-amplificator pentru modulator în cazul modulației anodice. Schema amplificatorului este dată în fig. 135.

Amplificatorul are trei etaje de amplificare în tensiune, cuplate prin condensatoare și rezistențe, un etaj de ieșire ce lucrează în regim de clasă B, după schema în contratimp (simetrică), și un etaj de reglaj automat al amplificării, care are o funcție de limitator automat de supramodulație, cu reglaj al pragului de limitare.

Comutatorul P_1 permite să se scoată din funcție limitatorul la transmiterea muzicii în vederea lărgirii benzii de audiofrecvență. Toate

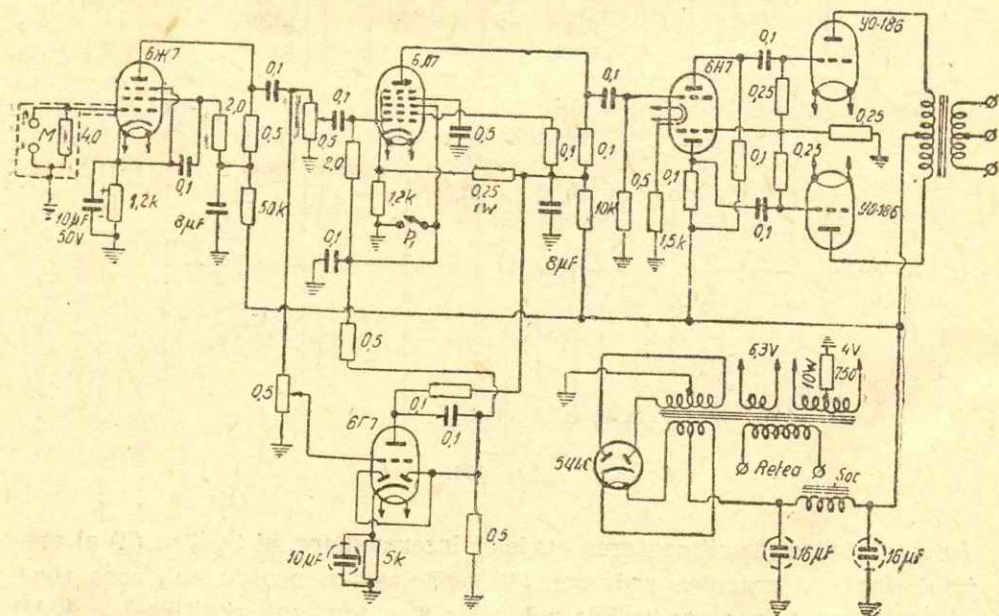


Fig. 135

datele pieselor sint indicate in schemă. Redresorul funcționează cu
tub 5U4C. Transformatorul pentru redresor este luat de la receptorul
7 H-27. Din punct de vedere constructiv, amplificatorul și redresorul
se execută pe un șasiu comun, care se introduce într-o cutie din tablă
de fier. Circuitul de intrare al amplificatorului trebuie să se monteze
într-un ecran eficace. Tot așa de minuțios trebuie să fie protejată de
influența radiofrecvenței și cealaltă parte a amplificatorului.

Regimurile recomandabile pentru tuburile de emisie

Tipul tubului	Regimul de lucru	Tensiune						Curent				puterea utilă	rezistența maximă de sarcină
		E_a anodă	E_{g1a} grilă ecran	E_{g2} grilă a 3-a	E_{g3} grilă a 3-a	E_{g1} negativare	amplif. de excitare	current anodic I_{ao}	I_2	I_3	I_{g1}		
		V	V	V	V	V	V	mA	mA	mA	mA	W	Ω
Г-411 Г-412 Г-413 Г-413 Г-413 Г-413 Г-413	Telegrafie	400	250	20	20	55	75	100	5	0,6	2,5	25	1900
	Telegrafie	750	250	40	40	40	75	57	11	1,5	3,5	25	7500
	Telegrafie	750	250	40	40	55	110	90	15	—	3,5	45	—
	Telegrafie	1000	250	40	40	50	75	65	10	—	1,5	50	—
	Telefonie ; mod. anod+ecran	650	—	40	40	55	110	81	17	—	5	40	—
	Telefonie ; modulaț. grilă	750	250	40	40	85	110	45	8	—	2	12	—
6 Л 6 6 Л 6	Telefonie ; mod. pe grila a 3-a	750	250	—	—	55	110	45	22	0	5	12	—
	Telegrafie	400	200	—	—	—	95	88	3,5	—	—	20	—
Г-414 Г-414 Г-414 Г-414 Г-414 Г-414	Telefonie ; mod. anod+ecran	325	200	—	—	—	65	65	9,0	—	—	11	—
	Telegrafie	750	350	40	40	60	135	190	45	10	20	100	2800
	Telegrafie	1000	350	40	40	60	110	150	35	10	9	120	3750
	Telegrafie	1500	350	40	40	60	100	120	30	8	7,5	150	7300
	Telefonie ; mod. anod+ecran	1000	350	40	40	60	110	130	40	10	12	110	—
	Idem	1250	350	40	40	60	100	100	35	10	10	125	—
Г-440 Г-440	Telegrafie	1500	300	40	40	70	250	200	40	15	13	200	2700
	Telegrafie	1000	300	40	40	70	250	230	45	15	18	180	2400

IV.13 (Γ.813) IV.13 (Γ.813) IV.13 (Γ.813)	Telegrafie Telefonie; mod. anod+ecran Telefonie; modulată pe grilă	2000 1600 2000	400 400 400	— — —	90 130 120	— — —	180 150 75	15 20 3	— — —	3 6 —	260 175 50	6650 — —
Γ.807 Γ.807	Telegrafie Telefonie; mod. anod+ecran	4000 600 475	400 250 250	— — —	50 50	— —	100 23	9 9	— —	3 3,5	40 27	— —
RL-12 P 35 RL-12 P 35 RL-12 P 35	Telegrafie Telefonie; modulată pe grilă Telefonie; mod. pe grila a 3-a	800 800 800	200 200 200	0 0 -250	-80 100 80	90 90 100	90 45 45	22 6 23	— — —	3 0,5 3	5 12,5 12,5	4800 4800 2500
6 II 3 6 II 3	Telegrafie amplificator Dublor	400 300	250 250	— —	50 90	80 110	95 70	9 —	— —	— —	24 8	— —
6 II 6 6 II 6 6 II 6	Telegrafie Telefonie; mod. anod+ecran Dublor	300 250 300	200 200 200	— — —	45 45 52	55 — 59	60 60 56	7,5 6,0 —	— — —	2,5 2,0 —	12 10 7	— — —
IV.29 IV.32 IV.50	Telegrafie Telefonie; mod. anod+ecran Telefonie; modulată pe grilă Telefonie; mod. anod+ecran Telefonie; modulată pe grilă Telegrafie	500 425 500 425 500 1000	200 200 200 200 200 300	— — — — — —	-45 -60 -38 -65 -60 -70	124 ¹⁾ 154 ¹⁾ 82 ¹⁾ 9140 9140 9140	240 212 120 72 52 130	32 35 10 14 16 8	— — — — — —	12 11 2 2,6 2,4 1,2	83 63 23 26 16 7	— — — — — —

¹⁾ Tensiunea de excitație este măsurată între gurile.

Tabela 19

Datele principale ale celor mai cunoscute tuburi de emisie

Tipul tubului	Tensiune filament (V)	Curent filament (A)	Tensiune anodică (V)	Tensiunea grilă ecran (V)	Tensiunea grilă pentode (V)	Puterea inițială (V)	Puterea anodică (V)	S (mA/V)	D (I/Ω)	Capacitate pF		
										C _i	C _e	C
ГY. 4	7	1,8	700	—	—	10	35	1,4	0,08	1,4	1,9	2,1
Г -811	6,3	4	1250	—	—	170	50	—	0,006	5,5	0,6	5,5
Г -807	6,3	0,9	400	250	—	30	25	6	0,003	11	7	0,2
Гy. 32	6,3/12,6	1,6 /0,8	500	200	—	25	15	3,5	0,006	7,5	3,8	0,05
Гy. 29	6,3/12,6	2,25/1,125	500	200	—	80	40	8,5	0,005	15,2	6,5	0,1
ГY. 50	12,6	0,68	1000	300	0	20	40	5,0	0,004	13,5	11	0,0
RL-12 P 35	12,6	0,7	600	300	0	50	35	2,8	0,01	18,5	9,5	0,0

Particularitățile generării undelor ultra scurte

Pentru radiocomunicațiile amatorilor și pentru experimentări în domeniul generării, radiației și recepționării de unde ultra scurte, în prezent, în U.R.S.S., este desemnat un singur sector de frecvențe și anume de la 85 pînă la 87 MHz *).

Lucrînd în gama acestor frecvențe, radioamatorul întîlnește o serie de particularități, care nu se întîlnesc în gama frecvențelor mai joase.

În principiu aceste particularități sînt următoarele :

1. Valorile capacității și inductanței circuitului oscilant pentru aceste frecvențe trebuie să fie mici, mai ales ale inductanței. În aceste condițiuni și rezistența de rezonanță a circuitului este foarte mică.

2. Mărimile inductanțelor și capacităților dintre electrozii tubului devin de același ordin de mărime cu valoarea inductanței și capacității circuitului oscilant. În consecință, influența tubului asupra frecvenței oscilațiilor generate este foarte mare.

3. Asupra condițiunilor de generare a oscilațiilor începe să aibă efect timpul de trecere a electronilor prin spațiul dintre catodul și anodul tubului, deoarece acest timp devine comparabil ca mărime cu perioada oscilațiilor.

Datorită cauzelor arătate mai sus, randamentul emițătoarelor de unde ultra scurte este mult mai mic decît al generatoarelor de unde scurte. Puterea, disipată pe electrozii tubului, crește considerabil.

În vederea măririi randamentului emițătorului de unde ultra scurte, este necesar să se obțină ridicarea rezistenței de rezonanță a circuitului oscilant, care reprezintă sarcina anodică. Întrucît aceasta nu se poate obține cu circuite obișnuite, drept sarcină, la emițătoare de unde ultrascurte, se utilizează o linie bifilară sau coaxială de un sfert de lungime de undă, scurtcircuitată la capăt. Lungimea fizică (reală) a liniei va fi mai mică decît un sfert din lungimea de undă, din cauza vitezei de propagare a undei electromagnetice de-a lungul liniei, care este ceva mai mică decît în spațiu și, de asemenea, și din cauza mărimilor comparabile ale lungimii liniei și distanței dintre conductoarele ei. Însă rectificarea principală se face datorită mărimii considerabile a capacității dintre electrozii tubului conectat la linie. De aceea,

*) Ulterior au fost acordate amatorilor și alte frecvențe.

pentru un generator care lucrează în gama de 85...87 MHz, lungimea liniei va fi mai mică de 80 cm. Rezistența unei astfel de sarcini la frecvența de rezonanță poate să atingă 10 000 Ω și chiar mai mult.

Particularitățile generării undelor ultracurte nu permit folosirea în emițătoare a tuturor tuburilor care sînt folosite pentru gama de unde scurte. În tabelele 18, 19 sînt arătate principalele tuburi fabricate în U.R.S.S., care pot fi folosite în emițătoarele de unde ultracurte.

CONSTRUCȚII PRACTICE DE RADIOEMIȚATOARE DE UNDE ULTRA SCURTE PENTRU AMATORI

Cea mai simplă stație de radiorecepție și emisie pentru unde ultracurte a radioamatorului începător

O astfel de stație poate fi asamblată după o schemă foarte simplă, folosindu-se un număr minim de piese și tuburi accesibile tuturor.

Schema de principiu a unei astfel de instalații este arătată în fig. 136 și este formată din trei etaje. Primul etaj reprezintă, la emisie,

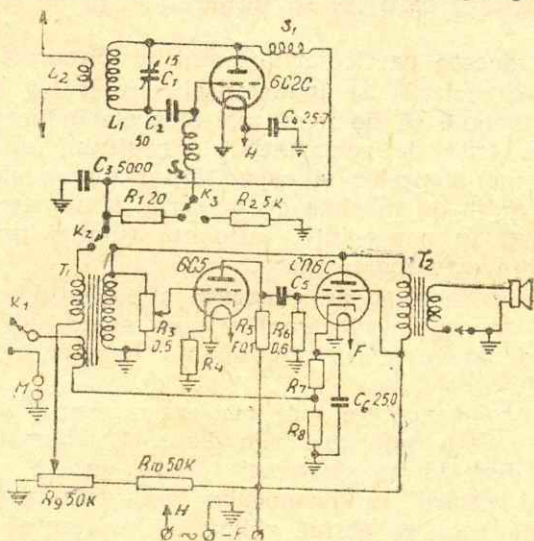


Fig. 136.

sursa oscilațiilor amplificatorului de radiofrecvență și este executat după schema de conectare a circuitului oscilant între anod și grilă. În acest etaj se folosește lampa 6C2C (6J5). La recepție, primul etaj va servi drept detector cu superreacție. Trecerea de la recepție la emisie se face cu ajutorul comutatorului triplu K_1 , K_2 , K_3 , așa cum se arată în schemă.

La emisie, etajele al doilea și al treilea au rol de modulator, iar la recepție — de amplificator de audiofrecvență. În etajul al doilea poate fi folosită aceeași lampă ca și în primul, sau de tipul 6C5. În etajul al treilea se poate folosi lampa 6N6C sau 6J5C.

Datele electrice ale tuturor rezistențelor și condensatoarelor acestui montaj sînt date în schemă (fig. 136).

Datele înfășurărilor bobinelor și bobinelor de șoc sînt următoarele :

L_2 are 5 spire din conductor de cupru de diametru 2,0 mm, iar diametrul bobinei este de 15 mm ; lungimea înfășurării bobinei este de 25 mm.

L_1 are 1 spiră din conductor de același diametru.

Bobinele de șoc RFS_1 și S_2 au cîte 80 spire din conductor Cu BB avînd un diametru de 0,3 mm ; diametrul carcaselor este de 7 mm. Se bobinează spiră lingă spiră.

La montaj este necesar a se amplasa piesele, care intră în circuitele de radiofrecvență, în așa fel încît conexiunile să aibă lungimea cea mai mică. Bobina L_1 se fixează direct pe condensatorul C_1 , fără a se folosi conductoare de legătură. Tubul 6C2C este bine să fie amplasat orizontal în apropierea imediată a circuitului $L_1 C_1$. Bobinele de șoc S_1 și S_2 trebuie să fie conectate direct la contactele soclului, fără a se folosi conductoare speciale de legătură.

Cu ocazia punerii la punct a stației trebuie să se aleagă mărimile rezistenței R_1 , condensatorul C_3 , precum și numărul de spire al bobinei de șoc S_2 , a cărei inductanță trebuie să fie aleasă cu destulă precizie. Mărimea inductanței bobinei de șoc RFS_1 , nu este critică. Bobina de șoc RFS_2 , poate fi considerată ca fiind bine dimensionată dacă la atingerea cu degetul a capătului rece al înfășurării sale, generatorul va continua să funcționeze. Funcționarea detectorului superreacție de asemenea depinde de calitatea bobinei de șoc S_2 și de capacitatea condensatorului C_4 , a cărei mărime nu poate fi mai mică de 2 000 pF și mai mare de 5 000 pF. Depășirea acestei capacități va periclita caracteristica de frecvență în domeniul frecvențelor înalte.

În cadrul punerii la punct trebuie precizată de asemenea și mărimea inductanței bobinei L_1 . Aceasta se face prin măsurarea frecvenței oscilațiilor generate de emițător. La variația capacității condensatorului C_1 , de la valoarea maximă la valoarea minimă, trebuie acoperită toată gama de unde ultrascurte de la 85 pînă la 87 MHz. Măsurarea la aceste frecvențe este bine să se facă cu ajutorul unei linii bifilare.

Toată stația poate fi alimentată de la rețea, prin redresor, sau de la acumulator, prin vibrator. Energia consumată de circuitul de încălzire al acestei stații este de circa 6,7 W (la tensiunea 6,3 V și curențul 1,05 A).

De la o sursă de tensiune mai ridicată instalația consumă curenți de la 30 pînă la 60 mA, la tensiuni de la 125 pînă la 200 V.

Radioemițător de unde ultrascurte de 20 W putere în antenă

Acest emițător are 6 etaje de radiofrecvență și de modulație în frecvență și în amplitudine (fig. 137). Primul etaj constituie oscilatorul pilot. În emițător sînt două oscilatoare pilot identice. Unul din ele se folosește la modulația în frecvență, iar celălalt la modulația în ampli-

tudine. Comutarea se face cu comutatorul K_1 . Gama frecvențelor generate de oscilatorul pilot este cuprinsă între 3 500 și 3 650 kHz, prevăzându-se posibilitatea stabilizării frecvenței cu cuarț. De asemenea, poate fi folosită modulația în frecvență. În acest caz se cuplează al doilea oscilator pilot. Oscilatoarele pilot sînt executate după scheme cu cuplaj electronic.

Etajul următor este un dublor de frecvență. În el se folosește tubul 6Ж4.

Al treilea etaj este multiplicator de frecvență și în el se utilizează tubul 6Π9. În circuitul său anodic apare a patra armonică, de aceea este necesar de a folosi aci un tub cu pantă mare.

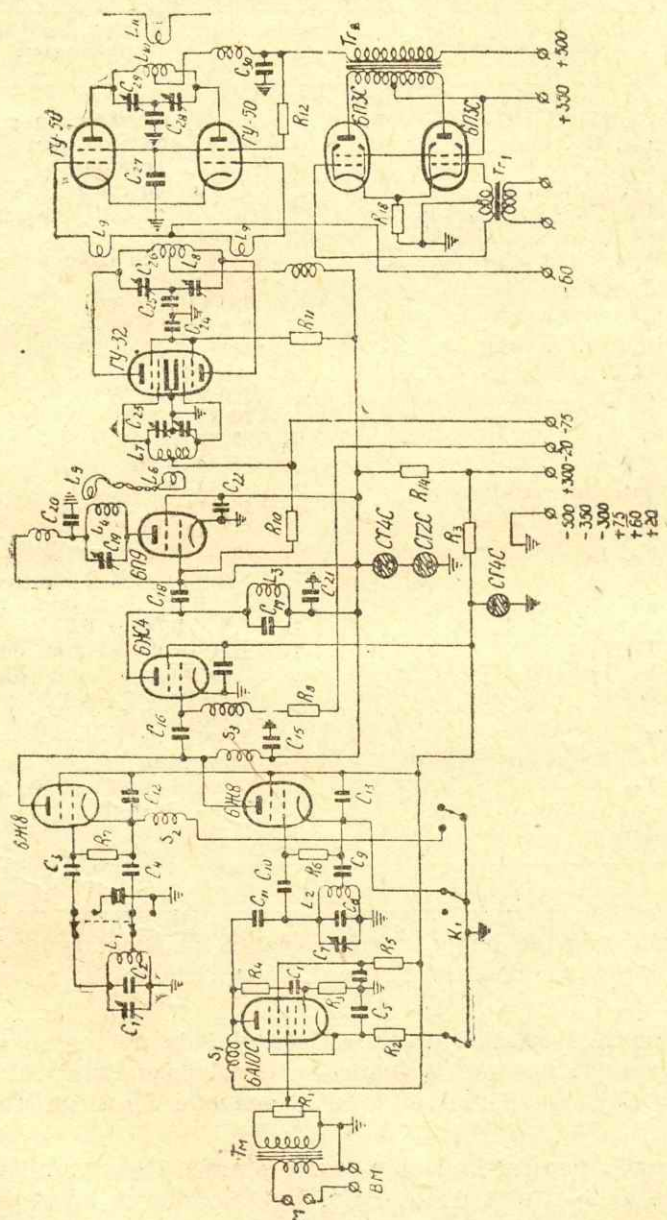
Etajul al patrulea este și el multiplicator de frecvență. În acest etaj se folosește un tub de tip $\Gamma y-32$ în regim de triplare a frecvenței. La triplarea frecvenței pot fi folosite scheme simetrice, ceea ce ușurează excitația etajului de ieșire al emițătorului, executat și el după o schemă simetrică. În etajul de ieșire pot fi folosite două tuburi $\Gamma y-50$ (-50) sau un singur tub $\Gamma y-29$ (829). Dacă aceste tuburi lipsesc, se pot utiliza două tuburi $\Gamma-807$, care dau rezultate ceva mai proaste. Datele pieselor principale sînt arătate în tabela 20. Dacă se folosește modulația în frecvență, ea se obține prin variația tensiunii de audiofrecvență pe grila a treia a lămpii 6A10C, conectată paralel cu circuitul oscilant al oscilatorului pilot. Variația tensiunii pe grila de mai sus provoacă variația capacității dinamice a acestei lămpi, deci și a capacității circuitului oscilatorului pilot. Aceasta duce la variația frecvenței sale în ritm cu tensiunea de audiofrecvență de pe grila a treia a lămpii 6A 10 C. Mărimea devierii frecvenței în limite mari se reglează cu potențiometrul R_1 .

Cînd sînt folosite microfoane puțin sensibile (condensator, cu bandă ș.a.m.d.) este necesar un etaj suplimentar de amplificare a audiofrecvenței ce se interpune între microfon și tubul de reactanță.

Alimentarea întregii instalații se face de la rețeaua de curent alternativ, prin patru redresoare. Primul redresor asigură alimentarea oscilatoarelor pilot ale tuturor etajelor intermediare ale emițătorului, precum și a tubului de reactanță, la modulația în frecvență. Tensiunile anozilor și ale grilelor ecran ale tuburilor sînt stabilizate cu ajutorul stabilizatoarelor cu neon de tip $C\Gamma 2C$ și $C\Gamma 4C$. În primul redresor se folosește transformatorul de rețea de la radioreceptorul „Salut” și kenotronul 5Π4C.

Al doilea redresor asigură alimentarea circuitelor anodice și a grilelor ecran ale etajului final. Tensiunea dezvoltată de acest redresor trebuie să fie de 450...500 V, la un curent de 250 mA. Radioamatorul va trebui să execute el însăși transformatorul pentru acest redresor, sau va trebui să aplice conectarea în serie a înfășurărilor de înaltă tensiune de la două transformatoare ale televizorului „Moscvici”, sau de alt tip. Se folosește kenotronul de tipul 5Π3C (5U4C).

Al treilea redresor asigură alimentarea modulatorului și are un transformator de la televizorul KBH-49 (KVN-49). Drept tub redresor de asemenea se folosește kenotronul de tipul 5Π3C (5U4C).



Datele pieselor pentru emițătorul de ultra scurte 20 W

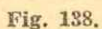
Nr. crt.	Denumirea pieselor	Datele pieselor
1	C ₁ , C ₃ , C ₁₇ , C ₁₉	50 pF max. cu aer
2	C ₂₃ , C ₂₆ , C ₂₉	15 pF max. cu aer
3	C ₂ , C ₃	300 pF ceramice
4	C ₄ , C ₉ , C ₁₀ , C ₁₁	500 pF cu mică
5	C ₅ , C ₆ , C ₁₂ , C ₁₃ , C ₁₄ , C ₁₅ , C ₂₀ , C ₂₁ , C ₂₂ , C ₂₄ , C ₂₅ , C ₂₇ , C ₂₈ , C ₃₀	2000 pF cu mică
6	R ₁	0,5 MΩ
7	R ₂	750 Ω 0,25 W
8	R ₃	5 k Ω 0,5 W
9	R ₄	0,25 M Ω 0,5 W
10	R ₅	5 k Ω 0,5 W
11	R ₆ , R ₇	100 Ω 0,5 W
12	R ₈	20 Ω 0,5 W
13	R ₁₀	20 Ω 1,0 W
14	R ₉	15 Ω 5 W
15	R ₁₁ , R ₁₂	15 Ω 5 W
16	R ₁₃	250 Ω 10 W
17	R ₁₄	5 k Ω 10 W
18	L ₁ , L ₂	28 spire Ø 30 m/m lungimea 30 m/m sîrmă 2 × mătase 0,5
19	L ₃	11 spire Ø 25 m/m lung. 25 m/m 2 × mătase 0,5
20	L ₄ , L ₇	5 spire Ø 25 m/m email 1,0
21	L ₆ , L ₈	1 spiră
22	L	3 spire Ø 21 m/m lung. 30 m/m sîrmă lisă 2,5 m/m
23	L ₉	2 spire de fiecare parte sîrmă lisă 2,5 m/m
24	L ₁₀	3 spire Ø 21 m/m lung. 30 m/m tub Ø 6 m/m
25	L ₁₁	1 spiră Ø 35 m/m

Al patrulea redresor servește pentru furnizarea negativării pe grilele de comandă ale lămpilor emițătorului. În acest redresor se folosesc transformatorul de la receptorul „Electrosignal 2” și konotroanele de tipul 5 U4C.

Drept sarcină anodică a amplificatorului de putere se poate folosi un circuit oscilant normal, însă pentru a mări randamentul și a ușura regimul tuburilor la ultimul etaj se recomandă folosirea unei linii bifiliare.

Construcția acestei linii este foarte simplă. Dimensiunile și schema de conectare a liniei sînt date în fig. 138. Acordarea liniei pentru frecvența necesară se face deplasînd de-a lungul ei puntea de scurtcircuitare M.

Ca sistem de radiație pentru emițător nu poate servi decit o antenă simetrică cu un fider bifilar sau cuadrifilar. Cuplajul cu antena



Adaptor de unde ultracurte pentru emițător de unde scurte
de amator

C. 13. — Manualul radioamatorilor

Datele pieselor schemei sînt arătate în tabela 21.

Tabela 21

Tabela cu datele pieselor adaptorului de UUS la emițător

Nr. crt.	Denumirea	Datele pieselor
1	R_1, R_2	20 Ω — 1 W
2	R_3	5 Ω — 5 W
3	R_4	7 Ω — 5 W
4	C_1, C_2	15 pF — max. (dublu)
5	C_3, C_4, C_5, C_6	2000 pF, cu mică
6	L_2	5 spire, $\varnothing$ 25 mm, conductor Cu E 1,0
7	L_1	1 spiră, $\varnothing$ 25 mm, conductor Cu E 1,0
8	L_3	3 spire, $\varnothing$ 21 mm lungimea înfășurării 30 mm conductor neizolat, diametrul 2,5 mm.
9	L_4	2 spire de fiecare parte. Același conductor ca la L_3 .

VIII. AUTOMATIZAREA RADIOEMIȚĂTOARELOR DE AMATOR

Cu ocazia construirii unei stații de radiorecepție și emisie de unde scurte, radioamatorul trebuie să rezolve o serie de probleme, dintre care cele mai importante sînt alegerea schemei electrice a receptorului și emițătorului, calculul regimurilor principale ale acestora, calculul și întocmirea schemelor instalațiilor de alimentare, alegerea antenei și calculul parametrilor ei și, în sfîrșit, prelucrarea și calculul diferitelor circuite și dispozitive auxiliare, care permit a utiliza cu eficacitate maximă stația de radio pentru destinația ei directă — legătura prin radio.

Aceste elemente ale stației de radio intră, de obicei, ca părți componente, în diferitele ei agregate. Din aceste dispozitive fac parte, în primul rînd, diverse dispozitive de blocare, care înlătură posibilitatea electrocutării operatorului în timpul lucrului. În acest caz, se are în vedere, în special, emițătorul stației, la care tensiunile anodice pot fi considerabile. În orice emițător trebuie stabilită o ordine anumită a conectării emițătorului. De exemplu, înainte de toate se conectează circuitele de încălzire ale tuburilor emițătorului și ale redresorului acestuia (în special gazetroanele) după aceea se conectează tensiunea de negativare a grilelor de comandă ale tuburilor emițătorului, apoi tensiunea anodică și, în sfîrșit, tensiunea grilelor ecran ale tuburilor.

În practică, au de asemenea o mare importanță dispozitivele care permit efectuarea legăturii prin semiduplex, precum și controlul lucrului propriu în telegrafie (cu manipulatorul) etc. Pentru îndeplinirea acestor condiții, radioamatorii folosesc întrerupătoare și comutatoare manuale de diferite sisteme, precum și dispozitive automate simple, în care se utilizează relee.

În cele ce urmează se face o scurtă trecere în revistă a acestor dispozitive și instalații.

Cele mai simple metode de blocare în emițătoarele de amatori

În general, în stațiile de radioamatori, dispozitivele de blocare au menirea de a deconecta automat sursele de înaltă tensiune, ceea ce se obține, de obicei, prin întreruperea circuitelor înfășurărilor primare ale transformatoarelor de înaltă tensiune. În acest scop, pe căile de acces la agregatele stației ce sînt puse sub înaltă tensiune, se instalează un sistem de contacte. Cînd este necesar de a avea acces la aceste agregate, trebuie scoase panourile sau deschise ușițele lor și în acest fel se produce întreruperea unuia din contactele sistemului de blocare și o dată cu aceasta, și deconectarea înaltei tensiuni. Schema de principiu a celei mai simple blocări este arătată în fig. 139. Simultan cu întreruperea circuitului înfășurărilor primare ale transformatoarelor

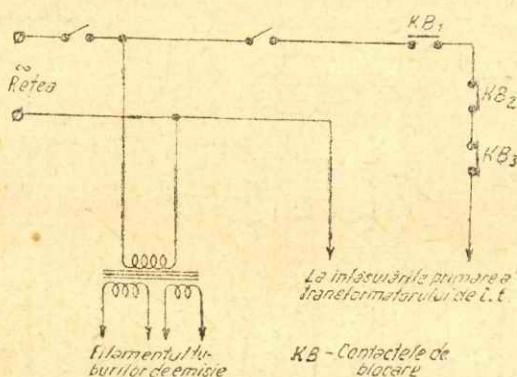


Fig. 139.

de înaltă tensiune este necesar să se descarce condensatorul filtrelor din redresoarele de înaltă tensiune. Aceasta se obține prin conectarea la ieșirea redresoarelor a unor rezistențe prin care se face descărcarea condensatoarelor. Afară de aceasta, aceste rezistențe protejează condensatoarele filtrelor contra străpunerii lor eventuale de către înaltă tensiune în momentul descărcării redresorului.

Mărimea și puterea rezistențelor se alege în funcție de mărimea tensiunii și puterii redresorului în așa fel ca această rezistență să fie străbătută de un curent, a cărui valoare să nu depășească 10% din curentul de sarcină total.

Schema comutării și controlului deconectării instalațiilor de alimentare ale emițătorului

S-a arătat mai sus că sursele de alimentare trebuie conectate la emițător într-o anumită ordine. Se știe că, în primul rînd, se conectează tensiunea de încălzire și negativare a grilelor de comandă și numai după încălzirea catodilor se aplică tensiunea pe anod și grilele

ecran. Schema cea mai simplă, asigurând o astfel de ordine a conexiunii, este arătată în figura 140.

La alimentarea circuitelor anodice ale tuburilor emițătorului din redresoare cu gaz, înalta tensiune trebuie adusă la anozii gazotroanelor numai după încălzirea suficientă a catodilor acestora. Durata încălzirii normale a catodilor variază, pentru diferite tipuri de gazotroane, între 1 minut și 20...30 secunde. La folosirea schemei de mai sus, durata încălzirii este stabilită de operator. În scopul unor condițiuni de exploatare mai bune sînt folosite dispozitive care conectează automat tensiunea înaltă la anodele gazotroanelor îndată ce catodii lor au fost încălziți pînă la temperatura normală de lucru.

O astfel de conectare automată se obține ușor folosind în schemă relele termice speciale. Cea mai simplă dintre aceste scheme este dată în fig. 141.

Schema practică de conectare automată a emițătorului de amator este arătată în figura 142. Dispozitivul de alimentare după această schemă a fost executat la stația de radio A. A. Talvet (orașul Tallin). Din desen se vede că schema conține patru redresoare.

Primul redresor asigură alimentarea circuitelor anodice și a circuitelor grilelor ecran ale tuburilor tuturor etajelor emițătorului. Tensiunea furnizată de acest redresor pentru alimentarea etajelor anterioare ale emițătorului, este stabilizată. Ca tuburi stabilizatoare sînt folosite tuburile RL-12P35, RV-12P2000 și un stabilovolt obișnuit. Tensiunea anodică a tubului din etajul final nu este stabilizată.

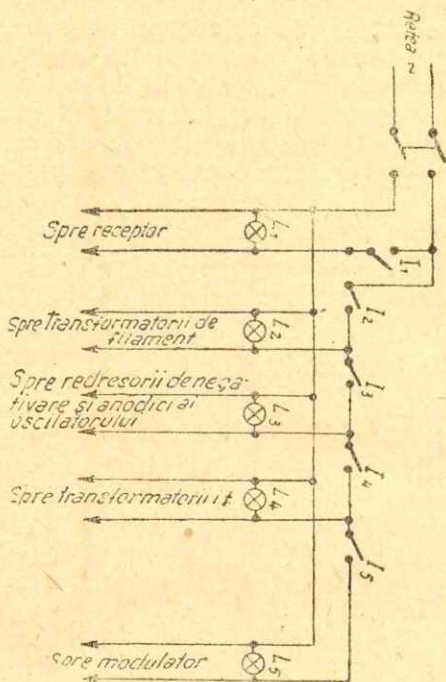


Fig. 140.

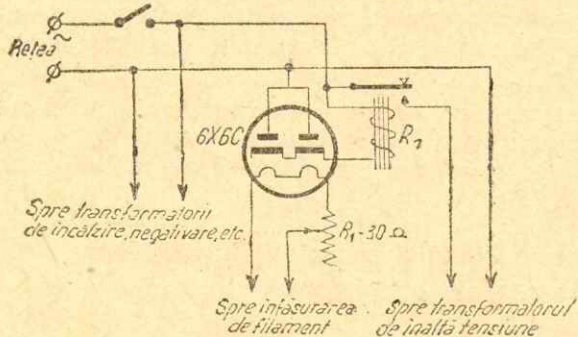


Fig. 141.

Încălzirea tubului emițătorului, releului termic, a tuburilor stabilizatoru-

lui, și a kenotronului primului redresor, se ia de la transformatorul Tr_1 , a cărui înfășurare primară este secționată.

Al doilea redresor asigură negativarea grilelor tuburilor emițăto-

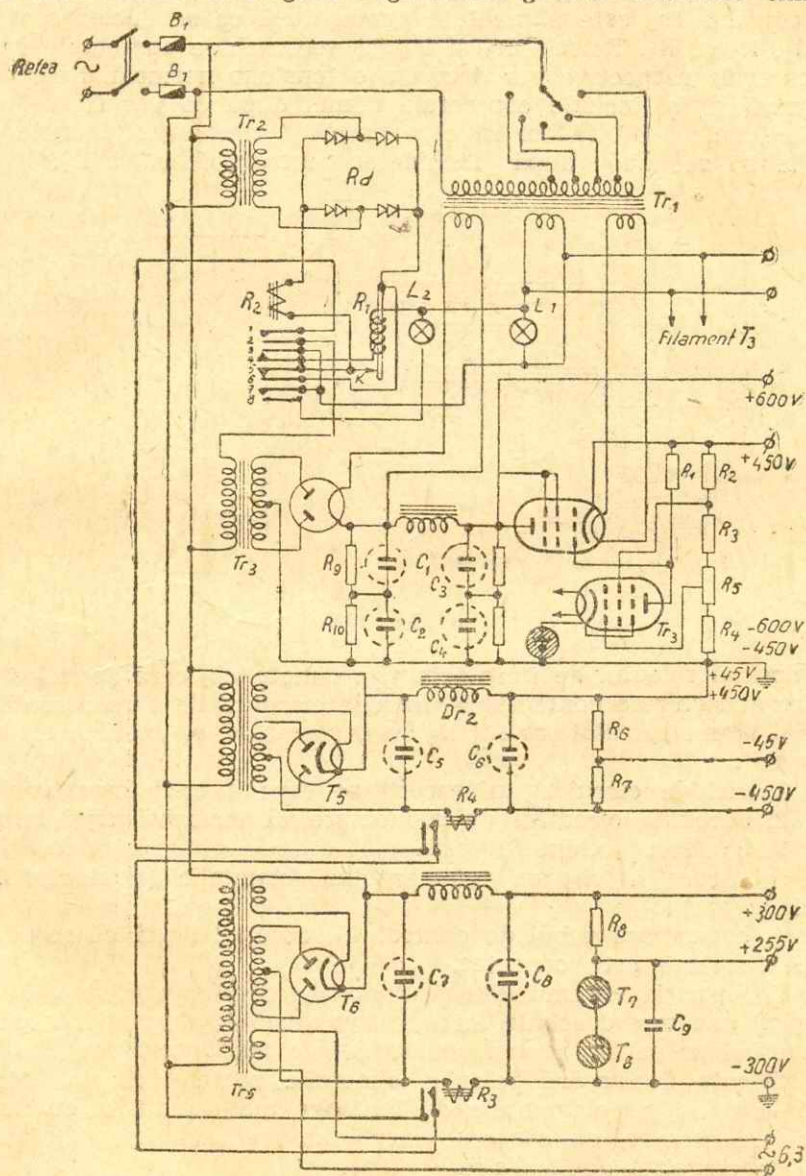


Fig. 142.

ului. Al treilea redresor asigură alimentarea receptorului. În sfârșit, al patrulea redresor servește pentru alimentarea tuturor releelor acestei instalații.

Conectarea emițătorului se face doar cu un singur întrerupător, B₁. Prin închiderea acestuia sînt alimentate înfășurările primare ale transformatoarelor Tr₁, Tr₂, Tr₃ și Tr₄. Învăsurarea primară a transformatorului Tr₂ este alimentată numai după ce se declanșează releele R₁, R₂, R₃ și R₄. Releele R₃ și R₄ își vor închide contactele îndată ce redresoarele respective vor dezvolta o tensiune normală. Releul R₂ declanșează și își închide contactele numai după ce vor fi închise contactele releului R₁. Releul R₁ este releu de timp și își închide contactele la 25 secunde după închiderea întrerupătorului B₁. Elementul

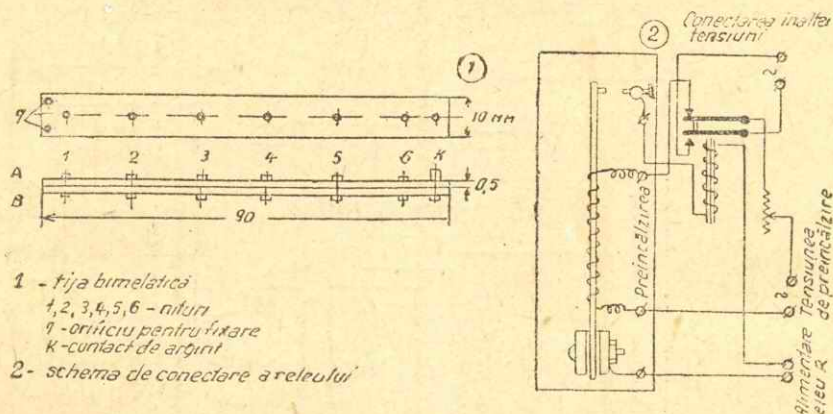


Fig. 143.

principal al releului de timp este tija bimetalică, care se îndoaie la încălzire și închizînd contactul K, închide circuitul de alimentare al releului R₂. Drept rezultat, releul R₂ se declanșează și execută următoarele comenzi :

1. închide circuitul înfășurării primare a transformatorului Tr₃ ;
2. deschide circuitul de alimentare al încălzirii tijei bimetalice ;
3. blochează releul R₁ (prin contactele 5 și 6), ceea ce este necesar, deoarece la răcirea elementului bimetalic contactul K va fi deschis ;
4. conectează tubul de control L₂, ceea ce arată că redresorul de înaltă tensiune este conectat.

La apariția vreunui deranjament la redresoare, contactele releelor R₃ și R₄ se vor deschide, ceea ce va duce la deschiderea circuitului înfășurării primare a transformatorului de înaltă tensiune Tr₃.

Durata declanșării releului bimetalic poate varia în limite largi dacă în serie cu elementele de încălzire ale acestui releu se conectează un reostat, cu ajutorul căruia se modifică intensitatea curentului în circuitul de încălzire.

Acest releu de timp poate fi ușor executat de amatori. Elementele lui principale sînt : placa bimetalică, sistemul de încălzire și contactele. Placa bimetalică se execută din două plăci de diferite metale de aceeași grosime, avînd coeficienți diferiți de dilatare termică lineară.

Una din plăci poate fi din zinc, iar cealaltă din oțel sau fier. Coeficienții de dilatare lineară a acestor metale sînt diferiți: fierul are coeficient $12 \cdot 10^{-6}$ iar zincul $29,7 \cdot 10^{-6}$. În acest fel alungirea plăcii de zinc este aproape de 2,5 ori mai mare decît a plăcii de fier, la aceeași variație a temperaturii lor.

După confectionare, ambele plăci se nituesc în 3—4 puncte, sau se sudează. Unui din capetele plăcii bimetalice obținute se fixează pe baza comună a releului, iar celălalt se prevede cu contacte. Încălzitorul se execută din sîrmă de cromnichel de lungime și diametru corespunzătoare, în funcție de mărirea tensiunii de alimentare. În forma cea mai simplă, sîrma se înfășoară direct pe placa bimetalică, acoperită în prealabil cu un strat de mică sau asbest.

Construcția releului și dimensiunile pieselor sînt reprezentate în figura 143.

Afară de acest sistem de releu de timp, există și alte sisteme, însă ele sînt prea complicate pentru a fi executate cu mijloace proprii.

Schema funcționării automate semiduplex a stațiilor de radioamatori

În scopul mării operativității în lucru la comunicații prin radio, amatorii folosesc diferite dispozitive, care asigură o trecere rapidă de la recepție la emisie și invers.

În cazul cel mai simplu aceasta se obține prin conectarea manipulatorului în unul din circuitele oscilatorului pilot, în așa fel încît în momentul în care nu se mai apasă pe manipulator oscilațiile din circuitul oscilant al oscilatorului pilot să se întrerupă. În acest fel, în timpul pauzelor dintre semnale se pot asculta corespondenții. Neajunsul acestui sistem constă, în primul rînd, în faptul că la conectarea manipulatorului apar paraziți puternici și, în al doilea rînd, că la ieșirea receptorului propriu se vor auzi pocnituri puternice, care obosesc urechea operatorului. Primul neajuns poate fi înlăturat printr-un mijloc foarte simplu, care micșorează întrucîtva operativitatea. În acest caz, se instalează un întrerupător cu ajutorul căruia se conectează și se deconectează tensiunile anodice ale tuturor etajelor emițătorului. Pentru ca minile operatorului să rămînă libere, pentru comanda acestui întrerupător se utilizează o pedală de picior. Prin acest sistem manipularea telegrafică poate fi realizată în orice circuit.

Semiduplexul poate fi asigurat fără conectarea oscilatorului pilot și fără manipulare într-unul din etajele intermediare, cu condiția ecranării minuțioase a oscilatorului, a filtrajului sigur în circuitele de alimentare și a blocării totale a etajului manipulat. Însă, din punct de vedere constructiv, acest lucru este greu de realizat în condițiunile de lucru ale amatorilor.

Pentru înlăturarea celui de al doilea neajuns este necesar a se utiliza un releu, care să întrerupă unele circuite ale receptorului în momentul conectării emițătorului. Aceste sisteme vor fi examinate mai jos.

Lucrînd în telegrafie este necesar de a avea posibilitatea urmă-

ririi calității lucrului propriu. Executarea acestei operații cu ajutorul receptorului propriu nu arată just calitatea lucrului. Aceasta se explică prin aceea că tensiunile foarte înalte, care se dezvoltă la intrarea receptorului datorită semnalelor prea puternice ale emițătorului amplasat alături, supraîncarcă receptorul și provoacă în acest fel distorsiunea formei semnalului. Este mult mai comod a se folosi pentru

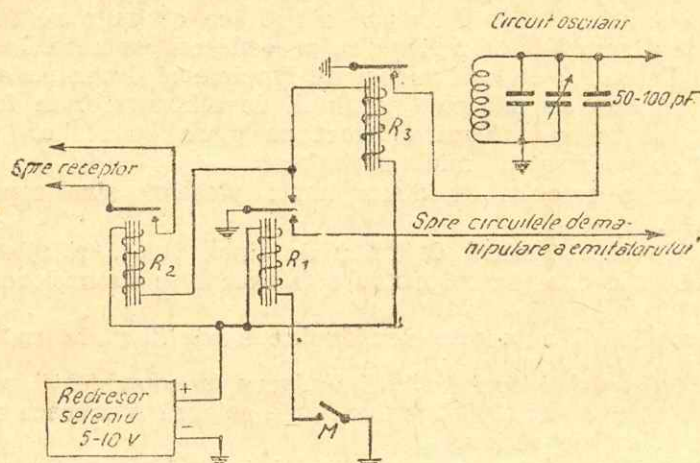


Fig. 144.

control un generator de ton special, a cărui intrare este legată la ieșirea receptorului.

Mărirea mai departe a operativității necesită folosirea automatizării și în circuitele de manipulare ale emițătorului.

În fig. 144 este reprezentată schema care asigură lucrul unei stații de radio al cărui caracter se apropie de duplex total.

Avantajele acestei scheme sînt :

1. posibilitatea de a asculta lucrul corespondenților în pauzele dintre semnalele emițătorului propriu ;
2. controlul calității lucrului propriu ;
3. semnalele emițătorului propriu nu obosesc urechea operatorului, deoarece în momentul închiderii manipulatorului receptorul se deconectează ;
4. se exclude necesitatea de a avea un comutator special pentru trecere de la recepție la emisie.

După cum se vede din fig. 144 toate acestea se obțin folosindu-se releele R_1 , R_2 , R_3 dintre care R_3 este un releu cu temporizare. Durata timpului de temporizare a releului poate fi neînsemnată — de la 0,1 la 0,2 secunde. Alimentarea tuturor releelor se face de la un redresor cu seleniu sau cuproxid, care dă la ieșire o tensiune de 5...10 V. Elementele de redresare pot fi alimentate direct de la înfășurarea de încălzire a tuburilor emițătorului.

Ordinea lucrului acestei scheme este următoarea : la apăsarea

manipulatorului, releul R_1 declanșează și închide circuitul de manipulare ale emițătorului și generatorului de ton. Ceva mai devreme va fi întrerupt circuitul de alimentare al releelor R_2 și R_3 și în consecință contactele lor se vor închide. Aceasta va duce la deconectarea receptorului și întreruperea circuitului condensatorului C_1 din circuitul oscilant al oscilatorului pilot al emițătorului. Releul R_2 urmează exact lucrul releului R_1 și de aceea receptorul totdeauna se va deconecta în cazul apăsării pe cheie și nu vom auzi semnalele emițătorului nostru.

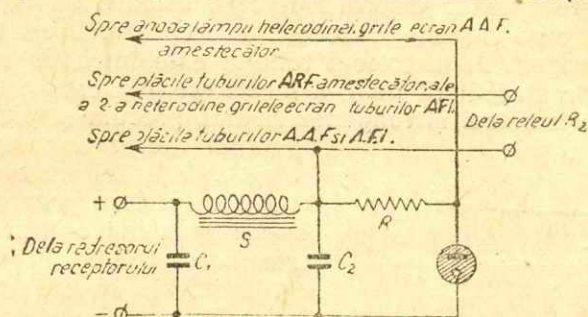


Fig. 145.

În loc de aceasta în căști se vor auzi semnalele generatorului de ton, care permit a efectua controlul lucrului propriu.

Releul R_3 va fi în repaus în timpul apăsării manipulatorului, însă va declanșa în cazul în care pauza dintre apăsări va fi mai mare decât durata sa de temporizare. Datorită acestui fapt, în pauza dintre semnale, frecvența generatorului de comandă va fi ceva mai mică decât frecvența semnalului și vom putea auzi, fără paraziti, lucrul corespondenților. Manipularea în acest caz poate fi realizată în unul din etajele intermediare ale emițătorului, sau simultan în mai multe etaje. Alimentarea generatorului de ton se poate face de la redresorul receptorului.

Conectarea releului R_2 în schema receptorului este arătată în fig. 145. În acest caz, operatorul nu va auzi în căști nici un fel de pocnituri.

IX. STABILIZAREA TENSIUNILOR

Se știe că stabilitatea frecvenței emițătoarelor este în funcție de stabilitatea tensiunilor surselor de alimentare a oscilatorului pilot și a altor etaje mai apropiate de acesta. Afară de aceasta, variația tensiunii surselor de alimentare la manipulare duce la înrăutățirea bruscă a tonului semnalelor telegrafice. De aceea, pentru îmbunătățirea calității instalațiilor de emisie, se iau măsuri speciale pentru stabilizarea automată a tensiunii surselor care alimentează circuitele anodice și ale grilelor ecran ale etajelor intermediare ale emițătorului. Uneori se stabilizează de asemenea și curentul de încălzire al tuburilor, stabilizarea realizându-se aproape exclusiv cu ajutorul bareterelor. Pentru stabilizarea de tensiune a surselor care alimentează circuitele anodice și ale

grilelor ecran, se utilizează stabilizatoare cu neon, combinate uneori și cu dispozitive electronice.

Un loc special îl ocupă stabilizatoarele de tensiune cu fero-rezonanță cu ajutorul cărora se menține automat constanța tensiunii înfășurărilor primare ale transformatoarelor de rețea. Să examinăm toate aceste sisteme de stabilizare a tensiunilor.

Stabilizarea tensiunilor de încălzire a tuburilor cu ajutorul bareterelor

Se numește bareter dispozitivul care asigură un curent constant în circuitul în care el este conectat. El reprezintă un tub de sticlă, umplut cu hidrogen. În interiorul tubului este introdus un fir de fier. Curentul electric străbătând firul, îl încălzește, din care cauză rezistența firului crește. Diametrul și lungimea firului, precum și presiunea hidrogenului din interiorul balonului se

aleg în așa fel încât rezistența firului să varieze proporțional cu variația tensiunii aplicate la aprinderea bareterului.

Bareterele se caracterizează prin mărimea curentului pe care îl mențin constant, precum și prin valorile limită ale tensiunilor la care ele îndeplinesc menirea lor de bază. Aceste mărimi se determină după

caracteristicile bareterului $I = f(U)$. În figura 146 este dată caracteristica tipică a bareterului, din care se vede că la variația tensiunii aduse la bareter, în limitele de 8...10 V, curentul din circuitul acestuia rămâne constant. Această porțiune este sectorul de lucru și ea determină limitele de eficacitate ale bareterului.

Cu ocazia folosirii bareterelor trebuie să se aibă în vedere că ele nu reacționează la variații rapide de tensiune. Este necesar un timp oarecare pentru ca la bornele bareterului să se stabilească un regim termic nou. Principalele tipuri de baretere și datele lor sint arătate în tabela 22.

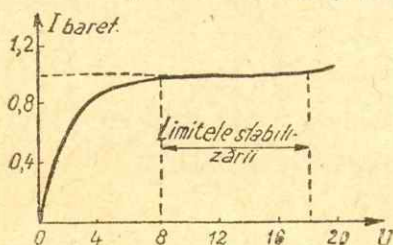


Fig. 146.

Tabela principalelor tipuri de baretere

Tabela 22

Tipul bareterului	Tensiunea la începutul baretării (V)	Tensiunea la sfârșitul baretării (V)	Curentul la începutul baretării (A)	Curentul la sfârșitul baretării (A)	Durata stabilizării regimului normal (min)	Dimensiuni	
						Înălțimea mm	Diametrul mm
155-9	5	9	1	1	5	120	4,65
1510-17	10	17	1	1	5	120	4,65
0,3517-35	17	35	0,275	0,375	5	120	4,65
0,3-65-135	65	135	0,275	0,325	5	120	4,65
0,42555,5-12	5,5	12	0,415	0,435	5	120	4,65
0,8555,5-12	5,5	12	0,83	0,85	5	120	4,65

Stabilizarea tensiunii cu ajutorul dispozitivelor ionice (stabilizatoare cu gaze)

Acest procedeu de stabilizare a tensiunii se bazează pe utilizarea dispozitivelor cu descărcare lentă, care lucrează în regimul căderii catodice normale*). Cel mai simplu dispozitiv de acest gen constă din doi electrozi așezați într-un balon umplut cu un gaz inert — neon sau argon. Unul din electrozi servește drept catod, iar celălalt drept anod. Materialul catodului și gazul se aleg în așa fel încît tensiunea la care apare descărcarea lentă în regimul căderii catodice normale, să fie egală cu mărimea tensiunii ce se stabilizează. Catodul trebuie să aibă astfel de dimensiuni încît curentul maxim în regimul căderii catodice normale să fie ceva mai mare decît curentul normal de sarcină.

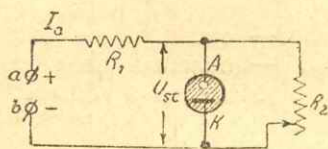


Fig. 147.

Se știe că regimul căderii catodice normale se caracterizează prin aceea că suprafața catodului, acoperită de luminescență, este proporțională cu intensitatea curentului care trece prin dispozitivul ionic. Schema de principiu a conectării unui stabilizator ionic este reprezentată în fig. 147.

Pe schemă, rezistența R_2 joacă rolul sarcinei, iar rezistența R_1 este rezistența de balast, limitînd curentul prin stabilizator. În mod normal, mărimea rezistenței R_1 se ia în așa fel încît la sarcina completă a stabilizatorului, aproximativ o jumătate a suprafeței catodului să fie acoperită cu o pată luminescentă.

Să notăm tensiunea la bornele stabilizatorului U_{st} , iar curentul care trece în acest regim — $I_{st \text{ norm}}$. Atunci tensiunea totală care trebuie adusă la punctele a, b ale stabilizatorului va fi egală cu $U = U_{st} + I_{st \text{ norm}} \cdot R_1$.

La mărirea curentului de sarcină, curentul însumat I_0 în partea neramificată a schemei trebuie să crească și să provoace mărirea căderii de tensiune în rezistența R_1 , ceea ce va duce la micșorarea tensiunii la bornele stabilizatorului și a sarcinei. Însă întrucît stabilizatorul lucrează în regimul căderii catodice normale, micșorarea tensiunii la bornele lui va provoca instantaneu micșorarea curentului prin reducerea suprafeței petei luminescente a catodului. În consecință, curentul total I_0 de asemenea se va micșora și tensiunea la bornele stabilizatorului va avea din nou valoarea anterioară U_{st} . Este clar că limitele de lucru ale stabilizatorului se determină, pe de o parte, de către curentul maxim care trece prin stabilizator — $I_{st \text{ max}}$, cînd pata luminescentă acoperă toată suprafața catodului, iar pe de altă parte, de către un oarecare curent minim, la care stabilizatorul se stinge. Schema lucrează identic și în cazul cînd curentul de sarcină rămîne constant și se schimbă tensiunea inițială.

*) N. Tr. Bombardament catodic.

Mărimea rezistenței de balast R_1 poate fi calculată după următoarea formulă :

$$R_1 = \frac{U_0 - U_{st}}{I_s + I_{st}} = \frac{U_0 - U_{st}}{I_0}$$

in care :

- R_1 — rezistența de balast, în Ω ;
- U_0 — tensiunea sursei de alimentare, în V ;
- U_{st} — tensiunea ce urmează a fi stabilizată, în V ;
- I_0 — curentul însumat care trece prin rezistență, în A ($I_0 = I_{st} + I_s$) ;
- I_{st} — curentul, ce trece prin stabilizator, în A ;
- I_s — curentul de sarcină în A.

Mărimea stabilizării de tensiune poate fi determinată astfel :

$$\Delta U = \Delta U_0 \cdot \frac{r_{ist}}{R_1}$$

in care ΔU_{st} este variația tensiunii stabilizate, care este de $\frac{r_{ist}}{R_1}$ ori mai mică decît variația tensiunii de alimentare.

Gradul de stabilizare poate fi determinat din expresia următoare :

$$\Delta U_{st} \% = \frac{r_{ist}}{R_1} \cdot \frac{U_0}{U_{st}} \cdot \Delta U_0 \%$$

Din această formulă rezultă că pentru mărirea gradului de stabilizare la o instabilitate dată a tensiunii de alimentare, este necesar a se mări valoarea rezistenței de balast. Însă mărirea lui R_0 este limitată și ea de mărimea tensiunii de alimentare și a tensiunii stabilizate precum și de aceea a curentului însumat I_0 .

Rezistența interioară r_i a celor mai multe stabilizatoare pentru frecvența de 50 Hz, variază în limitele de la 50...300 Ω . Această rezistență, prin analogie cu tubul electronic, se numește rezistența interioară a stabilizatorului în curent alternativ :

$$r_{ist} = \frac{\Delta U_{st}}{I_{st}}$$

În oarecare măsură ea depinde de frecvență (fig. 148, curba „a”).

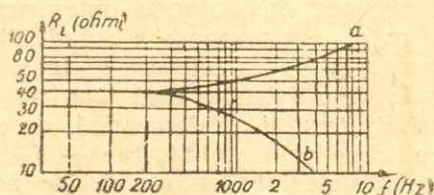


Fig. 148.

Deoarece prin stabilizator trece curentul dispozitivului de alimentare, care are o componentă continuă și una alternativă, este nece-

sar de a şunta stabilizatorul cu o capacitate de 3...4 μF . În fig. 148 curba „b” caracterizează dependenţa rezistenţei interioare de frecvenţă, în cazul şuntării stabilizatorului cu o capacitate de 4 μF .

Folosirea stabilizatoarelor ionice asigură o îmbunătăţire a filtrării, ele avînd o rezistenţă interioară joasă. De exemplu, folosirea stabilizatorului $\text{C}\Gamma 2\text{C}$, a cărui rezistenţă interioară la frecvenţa de 50 Hz este de circa 180 Ω , este echivalentă cu şuntarea sarcinei cu un condensator cu capacitatea de circa 18 μF .

Datele stabilizatoarelor fabricate în Uniunea Sovietică sînt arătate în tabela 23.

Uneori, pentru stabilizarea simultană a mai multor tensiuni, se utilizează stabilizatoare mai complicate, avînd mai multe intervale de gaze. Aceste stabilizatoare sînt în acelaşi timp şi divizoare de ten-

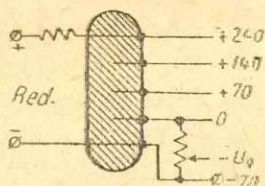


Fig. 149.

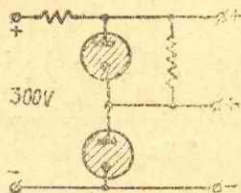


Fig. 150.

siune. Schema de conectare a acestor stabilizatoare este reprezentată în figura 149. Industria sovietică produce stabilizatoare de acest tip sub denumirea $\text{C}\Gamma 226$.

Aceste stabilizatoare își găsesc aplicarea practică în stabilizarea tensiunii anodice a oscilatorului pilot precum și a tensiunii grilelor ecran ale tuburilor acestuia și ale tuburilor etajelor de amplificare din instalațiile de emisie. Uneori, ele sînt folosite și pentru stabilizarea tensiunilor de negativare ale grilelor de comandă.

În receptoare, stabilizatoarele ionice sînt folosite pentru stabilizarea tensiunilor anodice și de ecran ale oscilatorului și ale etajelor de amplificare a radiofrecvenței și a frecvenței intermediare. Pentru stabilizarea tensiunii, care depășește tensiunea nominală a unui singur stabilizator, se folosesc cîteva dispozitive de acest gen, legate între ele în serie. Schema unei astfel de conectări este arătată în fig. 150.

Nu se admite legarea în paralel a mai multor stabilizatoare ionice pentru obținerea unor curenți mari.

Stabilizatoare electronice de tensiune

Stabilizatoarele ionice asigură o stabilitate a tensiunii de ieșire de 25—60 ori mai mare în comparație cu stabilitatea tensiunii de alimentare. În cifre relative aceasta reprezintă 1,7...4% ; uneori se cere o stabilitate mai mare. Afară de aceasta, după cum am arătat, curentul de sarcină nu poate fi mai mare decît curentul maxim admis pentru tipul stabilizatorului dat. În același timp, uneori se cere să se stabi-

lizeze tensiunile pe sarcinile în care curenții au mărimi considerabile. Aceste probleme pot fi cu succes rezolvate cu ajutorul stabilizatoarelor electronice de tensiune.

Schema cea mai simplă a unui astfel de stabilizator este arătată în fig. 151. Ea reprezintă o conectare în paralel a tubului stabilizator și seamănă cu schema stabilizatorului ionic în care în locul dispozitivului de descărcare în gaze se folosește un tub electronic. Principiul lucrului acestei scheme este următorul: la variația tensiunii de alimentare se schimbă în același sens și tensiunea grilei ecran a tubului.

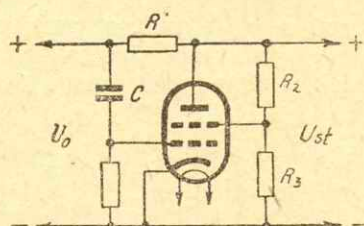


Fig. 151.

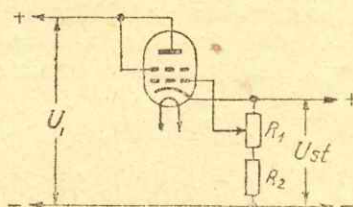


Fig. 152.

Din această cauză se schimbă curentul consumat de tubul electronic și se micșorează (variația tensiunii pe sarcină. Prin condensatorul C_1 la grila lămpii ajung tensiunile componentei alternative a tensiunii redresate sau ale variațiilor rapide ale tensiunii de alimentare provocate, de exemplu, de manipulări telegrafice sau de alte cauze. Aceste tensiuni provoacă de asemenea variația curentului care trece prin tub și permit astfel să se îmbunătățească stabilitatea tensiunii în sarcină, precum și filtrajul.

În fig. 152 este reprezentată o altă schemă a stabilizatorului electronic. În această schemă tubul regulator este conectat în serie cu sarcina. Tubul T_1 este legat ca triodă și tot curentul consumat de sarcină trece prin ele. La variația tensiunii de alimentare sau a curentului de sarcină, variază tensiunea negativă a grilei de comandă

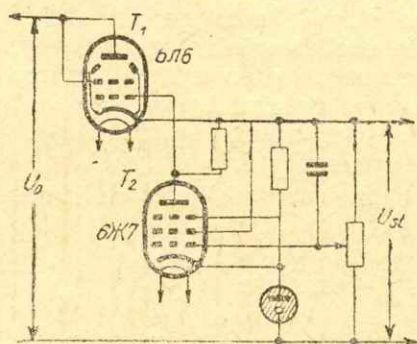


Fig. 153.

luată de pe divizorul R_1, R_2 . Acest lucru modifică mărimea curentului, care trece prin tub, și căderea de tensiune din acesta, ceea ce permite să se mențină constantă tensiunea în sarcină. Particularitatea acestei scheme cu conectarea în

serie a tubului regulator constă în aceea că, catodul tubului se află sub tensiunea de regim totală a stabilizatorului. De aceea, este necesar ca filamentul tubului să fie alimentat de la o înfășurare a transformatorului, având o izolație sigură.

La folosirea unor astfel de scheme simple, stabilitatea tensiunii nu este suficient de ridicată. Rezultate mult mai bune pot fi obținute cu scheme mai complicate ale stabilizatoarelor cu două tuburi. Una din aceste scheme este arătată în fig. 153.

Aici tubul T_2 este amplificatorul variațiilor tensiunii pe sarcină datorită diverselor cauze. Variațiile de tensiune, amplificate de acest tub, sînt aduse pe grila negativării variabile. Aceste scheme asigură o stabilitate foarte înaltă a tensiunii. Intensitatea curentului, care poate fi obținut de la stabilizator în aceste scheme, este limitată de curentul de emisie al tubului.

Dacă este necesar de a mări curentul de sarcină, se pot conecta în paralel mai multe tuburi. Tubul stabilizator trebuie să lucreze în limitele porțiunii rectilinii a caracteristicii sale.

Tabela 23

Tabela principalelor tipuri ale stabilizatoarelor

Nr. crt.	Parametrii de bază	Tipul stabilizatorului				
		CT2C (75C5-30)	90C10-40	CT3C (105C5-30)	CT4C (150C-30)	CT225
1	Numărul intervalelor de gaze	1	1	1	1	1
2	Tensiunea de regim a interval.....	75	90	105	150	70
3	Tensiunea maximă de aprindere (V)....	105	130	127	180	95
4	Curent minim de regim (mA).....	5	10	5	5	8
5	Curent maxim de regim (mA)	30	40	30	30	40
6	Curent maxim admis (mA)	40	—	40	40	—
7	Variația tensiunii la variația curentului de la I pînă la I_{max} (V).....	4,5	4,5	2	4	8
8	Rezistența interioară a intervalului	180	150	80	160	260
9	Tipul șocului	a	a	a	a	b

Stabilizatoare de tensiune cu ferorezonanță

Acțiunea stabilizatoarelor de acest tip este bazată pe caracteristica neliniară a inductanței bobinelor cu miez de fier. Elementul regulator al stabilizatorului cu ferorezonanță este transformatorul cu miez saturat. Pentru micșorarea componentei reactive a curentului din miezul magnetizat, se crează rezonanța curenților, conectîndu-se în paralel cu înfășurarea transformatorului un condensator, avînd capacitatea corespunzătoare.

În figura 154 este reprezentată schema cea mai simplă a unui asemenea stabilizator. Înfășurările stabilizatorului sînt dispuse pe două miezuri în formă de „U” de secțiuni diferite. Pe miezul cu secțiunea mai mare este așezată înfășurarea de rețea, iar pe miezul cu secțiunea mai mică — a doua înfășurare, pe care se obține tensiunea stabilizată. Curentul, care străbate înfășurarea I, nu este suficient pentru saturația completă a miezului cu secțiunea mare; totodată, miezul cu secțiune mică va fi puternic saturat și de aceea o parte a fluxului magnetic se

va închide prin aer. La variațiile tensiunii de alimentare se va schimba mărimea fluxului magnetic și, prin urmare, se va schimba mărimea fluxului magnetic provocat de înfășurarea primară. Aceasta va provoca o variație a căderii de tensiune pe înfășurarea primară. Tensiunea înfășurării secundare va varia puțin dacă regimul stabilizatorului va fi ales în așa fel încît, la valorile minime ale tensiunii care alimentează stabilizatorul, miezul cu secțiunea mică să se afle în stare de saturație completă.

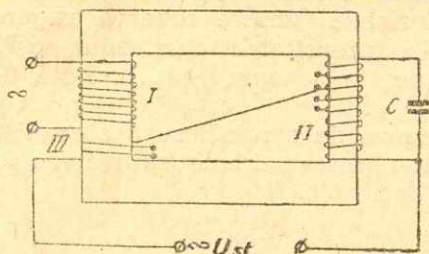


Fig. 154.

Pentru micșorarea oscilațiilor de tensiune ce apar în înfășurarea secundară, pe miezul cu secțiunea mare, se dispune o înfășurare suplimentară de compensare III, care se leagă în serie cu înfășurarea secundară. Sensul spirelor acestei înfășurări este opus sensului înfășurării primare I. Fluxurile magnetice ale ambelor înfășurări vor fi îndreptate în direcții opuse și, drept rezultat, tensiunea stabilizată, egală cu diferența dintre tensiunile înfășurărilor I și III, va varia și mai puțin.

Fluxurile magnetice ale ambelor înfășurări vor fi îndreptate în direcții opuse și, drept rezultat, tensiunea stabilizată, egală cu diferența dintre tensiunile înfășurărilor I și III, va varia și mai puțin.

Calculul stabilizatorului

Se determină :

- 1) Secțiunea părții nesaturate a miezului :

$$Q_1 = 1,1 \sqrt{P} \text{ [cm}^2\text{]}$$

unde P este puterea în W, consumată de sarcină.

2. Secțiunea părții saturate a miezului :

$$Q_2 = \frac{Q_1}{1,65} \text{ [cm}^2\text{]}$$

- 3) Tensiunea indusă într-o spirală din înfășurarea primară :

$$l_0 = 4,44 B Q_1 f \cdot 10^{-8}$$

Pentru frecvența :

$f = 50 \text{ Hz}$ și $B = 10\,000 \text{ gauși}$

$$l_0 = 0,022 Q_1 \left(\frac{\text{volt}}{\text{spirală}} \right)$$

- 4) Numărui spirelor înfășurării primare :

$$W = \frac{U_{\text{rețea}}}{l_0} = \frac{U_{\text{rețea}}}{0,022}$$

5) Numărul spirelor înfășurării secundare, de pe care se ia tensiunea pentru circuitul de sarcină :

$$W_2 = 1,4 \frac{U_{re\tau ea}}{I_0}$$

6) Numărul total al spirelor înfășurării secundare :

$$W_t = \frac{0,65 U_{reg cond}}{I_0}$$

unde $U_{reg cond}$ este tensiunea de regim a condensatoarelor.

7) Numărul spirelor înfășurării de compensare :

$$W_k = 0,3 W_t$$

8) Capacitatea condensatoarelor :

$$C = 11\,000 \frac{P}{0,65 U_{reg cond}} (\mu F)$$

9) Curenții în înfășurări :

$$I_1 = \frac{2P}{U_{re\tau ea}} ; I_t = 1,5 \frac{P}{U_{st}} ; I_c = \frac{P}{U_{st}}$$

$$I_2 = \sqrt{I_c^2 + I_k^2}$$

10) Dimetrele conductoarelor înfășurărilor :

$$d_1 = 0,8 \sqrt{I_1} ; d_2 = 0,8 \sqrt{I_2} ; d_t = 0,9 \sqrt{I_t} ; d_k = 0,8 \sqrt{I_k}$$

Pentru reglarea stabilizatoarelor este necesar ca o treime din înfășurări să aibe prize la fiecare 5...10 spire.

Deși calculul și executarea stabilizatorului după această schemă sînt în aparență simple, totuși reglarea lui este destul de complicată. Un

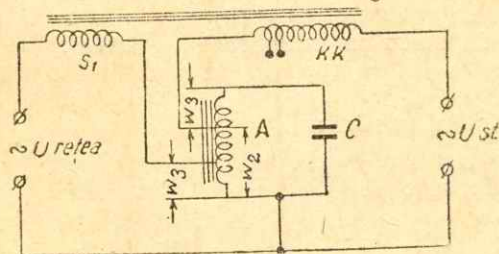


Fig. 155.

grad de stabilizare mult mai înalt (pînă la $\pm 1\%$), precum și o reglare relativ ușoară, le asigură stabilizatoarele executate după schemele cu bobine de șoc separate. Schema de principiu al unui astfel de stabili-

zator este dată în fig. 155. Aci A este o bobină de șoc A.E. cu miez saturat, iar B o bobină de șoc cu miez nesaturat.

Calculul stabilizatorului cu bobine de șoc A.F.

Se determină :

1) Secțiunea miezului bobinei de șoc saturate A :

$$Q_A = 1,3 P \text{ [cm}^2\text{]}$$

unde P este puterea în W, consumată de sarcină ;

2) Numărul de spire în înfășurarea primară :

$$W_1 = \frac{0,97 \cdot U_A \cdot 10^{-8}}{4,44 Q_A \cdot f \cdot B_A}$$

intrucît $f = 50 \text{ Hz}$, $B = 16\,000 \text{ gaussi}$, iar $U_A = 0,6 U_{\text{rețea}}$, atunci :

$$W_1 = 16,4 \frac{U_{\text{rețea}}}{Q_A}$$

3) Numărul spirelor în înfășurarea secundară :

$$W_2 = 28,2 \frac{U_{\text{stab}}}{Q_A}$$

4) Apoi se determină capacitatea condensatoarelor C în funcție de puterea stabilizatorului. Pentru stabilizatoarele cu puterea de la 100 pînă la 250 W, capacitatea condensatoarelor trebuie să fie de cel puțin $8 \mu\text{F}$. După aceasta, se determină numărul total de spire din înfășurarea secundară :

$$W_{\text{tot}} = W_2 + W_3 = 2000 \sqrt{\frac{l}{C Q_A}}$$

unde l este lungimea medie a liniei de forță magnetică, în cm ;

C este capacitatea condensatorului ales, în μF ;

Q_A — secțiunea miezului, în cm^2 .

5) Numărul de spire în înfășurarea a treia :

$$W_3 = W_{\text{tot}} - W_2.$$

6) Curenții în înfășurări :

$$1. \text{ Curentul de sarcină } I_s = \frac{P}{U_{\text{st}}} ;$$

2. Curentul în prima parte a înfășurării :

$$I_{w1} = 3,5 I_s ;$$

3. Curentul în partea a doua a înfășurării :

$$I_{w2} = 2,5 I_s ;$$

4. Curentul în partea a treia a înfășurării :

$$I_{w3} = 2 \cdot I_s .$$

7) Densitatea de curent în înfășurări o luăm egală cu $2 \frac{A}{mm^2}$ De aici găsim diametrele conductoarelor în înfășurări :

$$d_1 = 1,5 \sqrt{I_s} ; d_2 = 1,27 \sqrt{I_s} ; d_3 = 1,13 \sqrt{I_s}$$

Pentru calculul bobinei de șoc nesaturate B trebuie să luăm o dimensiune determinată a fierului și să stabilim suprafața ferestrei miezului S_{mm}^2 .

8) Secțiunea conductorului înfășurării principale w_{dr1} a bobinei de șoc :

$$q_1 = 2,5 \frac{P}{U_{re\tau ea}} [mm^2] .$$

9) Diametrul conductorului înfășurării :

$$d_1 = 2 \sqrt{\frac{q_1}{\pi}}$$

10) După ce am ales tipul conductorului și am stabilit diametrul său cu izolație, determinăm numărul spirelor înfășurării principale a bobinei de șoc :

$$w_{dr1} = \frac{0,7 S}{d_1^2 \cdot 1,3}$$

unde S este suprafața ferestrei, iar 1,3 este coeficientul de acoperire a ei.

11) Suprafața secțiunii miezului bobinei de șoc B :

$$Q_B = 24 \frac{U_{re\tau ea}}{W_{dr1}}$$

12) Numărul de spire al înfășurării de compensare :

$$w_k = 0,2 W_{dr1} \frac{U_{stab}}{U_{re\tau ea}}$$

13) Diametrul conductorului înfășurării de compensare în funcție de curentul de sarcină :

$$dw_k = 0,8 \sqrt{I_s} [mm_2]$$

14) Determinăm după tabelă diametrul conductorului cu izolație. După terminarea calculului electric al stabilizatoarelor este necesar a se stabili datele lor constructive principale : forma și dimensiuni

nile carcasei și numărul de tole care formează miezul. Tolele miezului trebuie să fie egale și să nu aibe bavuri.

Pentru a reduce încălzirea stabilizatorului provocată de pierderile în fier, plăcile trebuie acoperite cu un strat de lac de bachelită, sau cu foiță de hîrtie, cel puțin pe o singură parte.

Forma tolelor pentru primul gen de stabilizatoare se obține prin tăierea tolelor în forma de L sau de benzi. La transformarea tolelor în formă de L ele se taie în așa fel ca o latură să aibe 0,6 din lățimea inițială.

Forma tolelor pentru cel de al doilea gen de stabilizator este cea standardizată, tip III.

Numărul de tole în miez depinde de grosimea lor și de secțiunea miezului.

15) Grosimea pachetului de tole se determină astfel :

$$b' = \frac{Q}{a}$$

unde : Q este secțiunea miezului, în cm^2 ;

a — lățimea unei tole din miez.

16) Numărul de tole din miez se determină după formula :

$$n = \frac{b'}{t}$$

în care t este grosimea tolei, în mm, iar

b' — grosimea pachetului, în cm.

După acoperirea plăcilor cu lac sau foiță de hîrtie, grosimea miezului va fi ceva mai mare decît cea aflată.

Corespunzător cu dimensiunile exterioare ale miezului se execută carcasa bobinei.

Înfășurarea se bobinează pe carcasă în rinduri regulate, strins, spiră lingă spiră. Pentru o izolație mai bună, la fiecare două—trei straturi se pun cîte două—trei straturi izolatoare. Bobinajele sînt izolate și ele unul de celălalt cu cîteva straturi de hîrtie.

În timpul infășurării, la bobine se fac prize pentru reglarea stabilizatorului. După reglare, prizele rămase libere trebuie bine izolate. Bobina finisată trebuie îmbibată cu lac izolanț. În acest scop, bobina se scufundă pentru 30...40 minute într-un vas de dimensiunile și forma corespunzătoare, umplut cu lac.

PARTEA TREIA

CAP. V.

SURSE DE ALIMENTARE

În prezent cea mai comodă din punct de vedere tehnic și cea mai avantajoasă sub aspect economic este alimentarea aparaturii de la o rețea de curent alternativ. Cu ajutorul transformatoarelor și al instalațiilor de redresare respective se pot obține toate tensiunile necesare pentru alimentarea circuitelor de încălzire și anodice ale stațiilor de radio de orice categorie.

Însă, folosirea rețelei electrice pentru alimentarea instalațiilor de radio nu este posibilă în toate cazurile. De exemplu, rețeaua electrică nu poate fi utilizată pentru alimentarea diverselor stații de radio mobile, instalate pe autovehicule, avioane etc., în timpul deplasării acestora. Instalațiile de radio nu pot fi alimentate de la rețea în caz de ieșire în pădure sau pe cîmp, deoarece acolo nu există rețea electrică. De aceea, într-o serie de cazuri, sîntem nevoiți să folosim, în scopul de mai sus, surse de curent independente ca : baterii galvanice, generatoare de curent alternativ sau continuu cuplate cu motoare de combustie internă etc.

În acest capitol sînt examinate problemele alimentării instalațiilor de radiorecepție și emisie de la elemente galvanice, acumulate și rețea de iluminat de curent alternativ. O parte a materialului este luată din cartea lui R. M. Malinin „Alimentarea radioinstalațiilor de unde scurte pentru amatori“ (ediția DOSAAF, 1951).

I. REDRESOARE

Se numește redresor dispozitivul care servește pentru transformarea curentului alternativ în curent continuu. Transformarea se face de obicei în două etape. Mai întîi, cu ajutorul unui element de redresare special, a cărui reprezentare schematică se arată în fig. 156 a, curentul alternativ este transformat în curent cu un singur sens, care însă variază considerabil ca mărime sau are chiar un caracter de impulsuri (fig. 156 b).

Apoi, cu ajutorul unui filtru oarecare, curentul redresat se uniformizează (se îndreaptă) și oscilațiile sale la ieșirea instalației de redresare, sau cum li se spune de obicei, pulsațiile, devin neînsemnate (fig. 156 b).

Cel mai simplu filtru de uniformizare poate fi constituit dintr-un condensator cu capacitate mare ($4...10 \mu F$), conectat în paralel cu ieșirea redresorului. În intervalul de timp când curentul redresat crește, condensatorul se încarcă, iar apoi, când curentul care trece prin elementul de redresare se micșorează sau se întrerupe, condensatorul se descarcă și alimentează sarcina cu energia acumulată în el. Însă acest

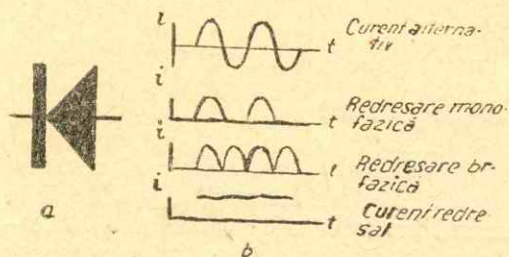


Fig. 156.

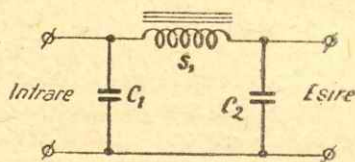


Fig. 157.

filtru simplu nu asigură uniformizarea completă a pulsației și de aceea la ieșirea instalației de recepție sau de amplificare se aude un sgomot puternic (tonul curentului alternativ). Din această cauză, în redresorele care alimentează instalații de recepție și de amplificare, se instalează de obicei un filtru mai complicat, care conține atât condensatoare cât și bobine de șoc de audiofrecvență. Schema unui filtru de uniformizare (cel mai frecvent utilizat) este arătată în fig. 157.

Pentru a obține la ieșirea redresorului o tensiune care să depășească tensiunea rețelei electrice de alimentare, în redresor se introduce un transformator ridicător de tensiune, denumit de obicei transformator de rețea.

Pe lângă înfășurarea ridicătoare, transformatorul de rețea mai are de obicei și câteva înfășurări coboritoare, care servesc pentru alimentarea circuitelor de încălzire ale tuburilor instalației.

Deseori, pentru a mări tensiunea redresată, se folosesc schemele redresoarelor cu multiplicare de tensiune, în care ridicarea tensiunii se face în cadrul procesului de redresare, fără ajutorul transformatoarelor de rețea.

Alegerea unei scheme a redresorului se determină, în principiu, după puterea instalației de alimentat și în funcție de particularitățile constructive ale acesteia și de considerente economice.

Elemente de redresare

Drept elemente de redresare, în redresoarele destinate alimentării instalațiilor de recepție și amplificare, sînt folosite mai ales tuburile cu doi electrozi denumite kenotroane. Ele pot avea catodii încălziți direct sau indirect. Pe lângă kenotroane sînt deseori folosite elemente de redresare cu seleniu, care au forma unor coloane mici (fig. 158), compuse din șaibe de fier sau aluminiu pe care este aplicat un strat de seleniu, acoperit cu alt strat de aliaj ușor fuzibil, din bismut, cadmiu și cositor. Aceste coloane se numesc coloane de seleniu, iar șaibe — șaibe de seleniu.

Atît kenotroanele cît și elementele de redresare cu seleniu sînt caracterizate prin parametrii lor, care trebuie cunoscuți la calcularea schemelor de redresare. Acești parametri sînt: tensiunea și curentul de încălzire (pentru kenotroane), amplitudinea maximă admisă a tensiunii inverse, impulsul maxim admis al curentului redresat și rezistența interioară.

Se numește tensiune inversă, tensiunea aplicată între catodul și anodul elementului de redresare în momentul cînd tensiunea alternativă pe anodul elementului atinge valoarea maximă de amplitudine

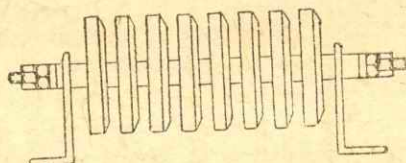


Fig. 158.

negativă. Depășirea tensiunii inverse admise provoacă străpungerea între anod și catodul kenotronului sau a redresorului cu seleniu și deci scoaterea lor din funcție. Mărimea tensiunii inverse este în funcție de schema redresorului.

În redresoarele care lucrează cu sarcină capacitivă (filtrul de uniformizare începe cu un condensator) impulsul de curent, care trece prin elementul de redresare, depășește considerabil valoarea curentului redresat. De aceea, la calcularea redresorului totdeauna trebuie să se verifice dacă nu cumva impulsul de curent depășește valoarea admisă pentru elementul de redresare ales. Pentru fiecare kenotron impulsul maxim de curent admis este de obicei arătat în fișa tehnică, iar pentru elementele de redresare cu seleniu el este de 8...10 ori mai mare decît valoarea maximă admisă a curentului redresat.

Rezistența interioară a elementului de redresare se ia în considerație la determinarea mărimii tensiunii alternative de alimentare, necesară pentru obținerea tensiunii redresate date în sarcină.

Parametrii principali ai unor tipuri de kenotroane sînt date în tabela 24.

Parametrii principali ai kenotroanelor fabricate în U.R.S.S.

Tipul kenotronului	Numărul anozilor	Tensiune filament (V)	Curent filament (A)	Curent anodic (mA)	Amplitud. maximă admisibilă a tensiunii inverse (V)	Impulsul maxim admisibil de curent (mA)	Rezistența interioară medie (pe un anod) Ω
5Ц3С	2	5	3	112×2	1550	675×2	200
5Ц4С	2	5	2	62×2	1350	375×2	150
6Ц5С	2	6,3	0,6	35×2	1250	210×2	350
30Ц1М	1	30	0,3	90	500	500	150
30Ц6С	2	30	0,3	45×2	700	250×2	230
BO-188	2	4	2	77×2	1300	600×2	150 (320)
BO-220	2	4	0,7	25×2	900	150×2	400 (500)
BO-239	1	4	2	180	1800	1200	100
BO-230	1	4	0,7	50	900	360	200
1 Ц1	1	0,7	0,185	1	10000	10	6000
6×6С	2	6,3	0,3	8×2	420	48×2	500

Parametrii principali ai șaibelor cu seleniu sînt dați în tabela 25. În această tabelă, curenții redresați maxim admiși sînt dați pornind de la densitatea curentului de circa 25 mA pe 1 cm² din suprafața de lucru a șaibei. Amplitudinea maximă admisă a tensiunii inverse este de 25 V pe șaibă. Rezistența interioară a șaibei R₁, dată în tabelă, este luată pornind de la curentul redresat maxim admis I_{0 adm}. Rezistența interioară a șaibei R'₁ la un curent inferior celui admis, poate fi calculată cu ajutorul formulei :

$$R'_1 = \sqrt{\frac{I_{0 \text{ adm}}}{I_0}}$$

în care I₀ este valoarea reală a curentului redresat.

Tabela 25

Parametrii șaibelor cu seleniu

Diametrul exterior al discurilor (mm)	5	6,5	7,2	10	18	20	25	30	35	45	50	67	80	84	100	112	130
Curentul redresat maxim admisibil (mA)	2	3,5	4,5	10	25	35	75	125	140	275	330	670	1000	1150	1700	2200	3000
Rezistența interioară a unui disc (Ω)	450	250	200	80	35	25	10	6	5	2,5	2	0,9	0,55	0,47	0,3	0,23	0,17

Redresoare monofazice

Cele mai simple redresoare sînt cele monofazice. Ele sînt folosite de obicei pentru alimentarea receptoarelor de mică putere și a altor instalații care consumă un curent de cel mult 40...50 mA și în care se admite o pulsație puțin mai ridicată a curentului alternativ.

În fig. 159 a este reprezentată schema unui redresor monofazic simplu, fără transformator, în care drept element de redresare este utilizat kenotronul 30Q,1C cu tensiunea de încălzire ridicată. Circuitele

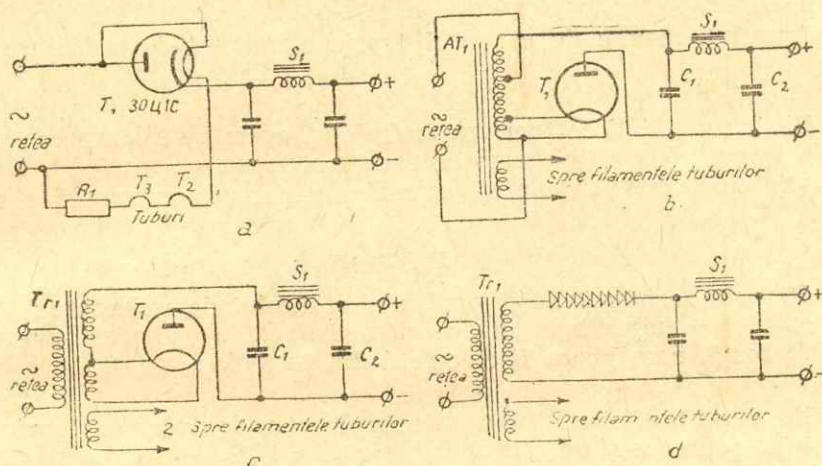


Fig. 159.

de încălzire ale celorlalte tuburi din instalația alimentată de redresor se conectează de obicei în serie cu circuitul de încălzire al kenotronului și, prin rezistența de reducere R_1 , a cărei mărime depinde de numărul de tuburi alimentate, se conectează la rețea.

În fig. 159 c este dată schema unui redresor monofazic în care, pentru mărirea tensiunii de rețea, precum și pentru alimentarea circuitelor de încălzire ale tuburilor, este folosit un transformator de rețea.

În fig. 159 b este arătată schema unui redresor cu autotransformator. Trebuie să avem în vedere că la instalațiile alimentate de la redresoare fără transformator sau de la redresoare cu autotransformator, priza de pământ poate fi conectată numai printr-un condensator de decuplaj avînd o capacitate de 5 000—10 000 pF.

În fiecare din aceste scheme kenotronul poate fi înlocuit cu coloana de seleniu. Schema unui redresor cu seleniu monofazic, cu transformator de rețea, este reprezentată în fig. 159 d.

Aceste redresoare au căpătat denumirea de redresoare monofazice datorită faptului că pentru redresare în ele se folosește o singură fază (braț) a tensiunii alternative de alimentare a elementului de redresare. În ele, frecvența pulsației tensiunii redresate coincide cu frecvența rețelei și pentru rețele obișnuite de curent alternativ este egală cu 50 Hz

Amplitudinea maximă a tensiunii inverse din schemele de mai sus este aproape egală cu de trei ori tensiunea la ieșirea redresorului :

$$U_{inv} = 2,7 U_0$$

unde : U_{inv} este tensiunea inversă, iar

U_0 — tensiunea redresată la ieșirea redresorului.

La folosirea coloanelor cu seleniu pentru elemente de redreșare, numărul N al șaibelor într-o coloană va fi :

$$N = \frac{U_{inv}}{25}$$

Impulsul maxim de curent I prin elementul de redresare este :

$$I_m = 7 I_0$$

Pentru a stabili ce tensiune trebuie să avem pe înfășurarea secundară a transformatorului de rețea pentru a obține pe sarcină o tensiune redresată necesară, trebuie să calculăm rezistența interioară a redresorului R_{red} :

$$R_{red} = R_1 + r_{tr}$$

unde R_1 este rezistența interioară a elementului de redresare ;

r_{tr} — impedanța înfășurării secundare a transformatorului de forță, care poate fi calculată din formula :

$$r_{tr} = 0,09 A.$$

Valoarea coeficientului A este în funcție de valoarea tensiunii și curentului redresat și se află din grafic (fig. 160).

Tensiunea pe înfășurarea secundară a transformatorului va fi :

$$U_2 = 0,75 U_0 + 3,8 I_0 R_{red}$$

Este evident că la determinarea lui U_0 trebuie să se țină seamă de căderea de tensiune pe bobina de șoc a filtrului :

$$U_0 = U_s + I_0 R_f$$

unde U_s este tensiunea în sarcină ;

R_f — rezistența bobinei de șoc în Ω .

Curentul în înfășurarea secundară a transformatorului este :

$$I_2 = 2I_1 + 0,01 \frac{U_0}{R_{red}}$$

Curentul în înfășurarea primară a transformatorului este :

$$I_1 = 1,2 \sqrt{I_2^2 - I_0^2} + I_3 \frac{U_3}{U_1} + I_4 \frac{U_4}{U_1} + \dots$$

unde U_3 , U_4 , I_3 și I_4 sînt tensiunile și curenții corespunzători înfășurărilor suplimentare (de încălzire).

Valoarea minimă a capacității de intrare a filtrului, în μF :

$$C_1 = \frac{62\,800 \cdot I_1}{U_0}$$

Redresoare bifazice. Aceste redresoare au căpatat cea mai largă răspindire în practica radioamatorilor. Ele sînt folosite pentru alimentarea aparatajului de recepție și amplificare de putere mijlocie, la aparatele de măsură și în stațiile de radioamatori.

Schema de principiu a unui redresor bifazic cu kenotron este reprezentată în fig. 161 a, iar a celei cu seleniu în fig. 161 b.

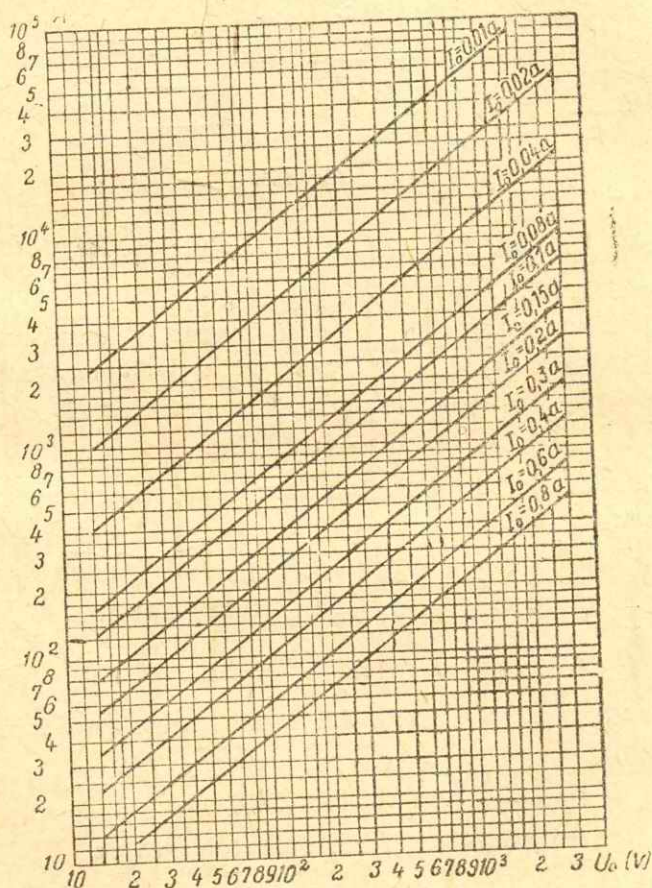


Fig. 160.

Avantajul schemelor bifazice constă în aceea că în ele, datorită folosirii ambelor faze ale tensiunii alternative, frecvența pulsației tensiunii redresate este de două ori mai mare decît frecvența pulsației în cazul redresării monofazice (frecvența pulsației este de două ori mai mare decît frecvența tensiunii alternative de alimentare). Datorită acestui lucru, mărimea pulsațiilor, în cazul redresării bifazice, va fi de două ori mai mică decît în cazul folosirii redresării monofazice, utilizînd același filtru.

În redresoarele bifazice se folosesc cu mai multă comoditate keno-troanele cu doi anodi. Inconvenientul redresorului bifazic constă în în-trebuințarea exclusivă a unui transformator de rețea cu o tensiune des-

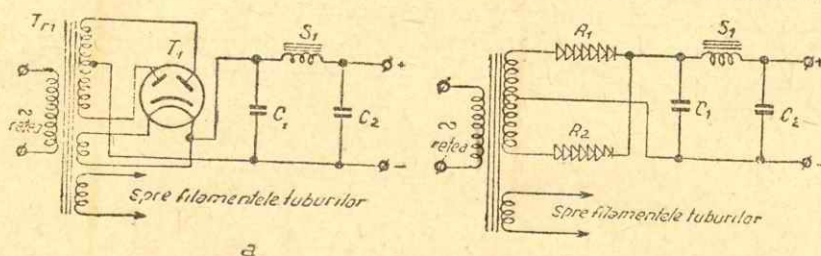


Fig. 161.

tul de înaltă în înfășurarea secundară, aproape egală cu de două ori tensiunea redresată.

Amplitudinea maximă a tensiunii inverse, în cazul redresării bifa-zice, este aproape de două ori mai mare decât tensiunea la ieșirea redresorului :

$$U_{inv} = 2,7 U_0$$

Impulsul maxim de curent ce trece prin fiecare element de re-dresare este :

$$I_m = 3,5 I_0.$$

Curentul redresat ce trece prin fiecare element de redresare :

$$I_0 = \frac{1}{2} I_0$$

Rezistența internă a uneia din fazele (brațele) redresorului este :

$$R_{int} = R_1 + 0,18 A$$

(coeficientul A se află în grafic, fig. 160).

Rezistența totală internă a redresorului este :

$$R'_{int} = \frac{1}{2} R_{int}$$

Tensiunea pe fiecare jumătate a înfășurării secundare a transfor-matorului este :

$$I_2 = I_0 + 0,01 \frac{U_0}{R_1}$$

Curentul în înfășurarea secundară a transformatorului este :

$$I_1 = 1,7 I_2 \cdot \frac{U_3}{U_1} + I_1 \frac{U_1}{U_1} + I_1 \frac{U_1}{U_1} + \dots$$

Valoarea capacității de intrare minime a filtrului, în μF , este :

$$C_1 = \frac{31400}{U_0}$$

Schema redresorului în punte. Schema redresorului în punte (fig. 162) este mai comodă în cazul cînd se folosesc coloane de seleniu ca elemente redresoare.

Schema funcționează în felul următor. Cînd potențialul la capătul inferior al transformatorului de rețea, notat în schemă cu litera „a” este pozitiv, atunci în circuitul format din elementul redresor R_1 , bobina de șoc de audiofrecvență S , sarcina, elementul redresor R_4 și înfășurarea secundară a transformatorului de ieșire, va trece curent.

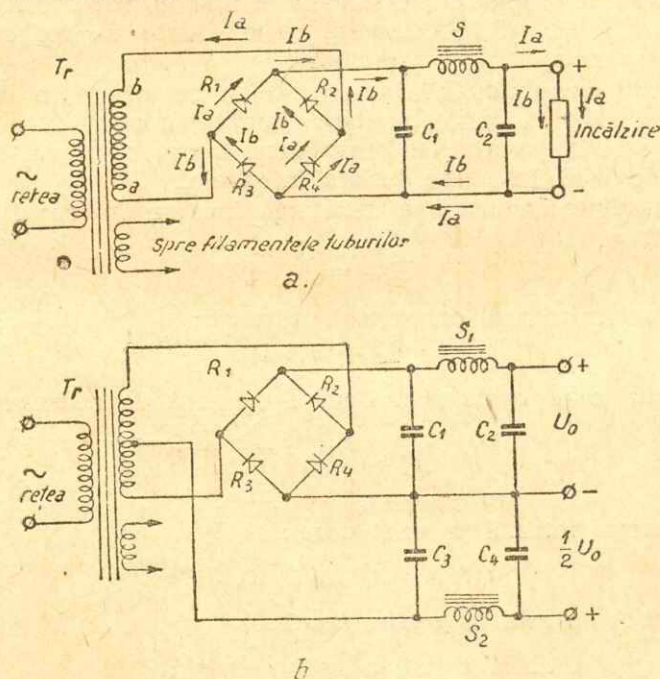


Fig. 162.

Sensul curentului I_a este indicat în schemă cu săgeți. În cealaltă jumătate de perioadă a curentului alternativ, cînd potențialul pozitiv va apare la capătul superior al înfășurării secundare a transformatorului de rețea, curentul I_b va trece prin circuitul compus din elementul redresor R_2 , aceeași bobină de șoc de audiofrecvență, sarcină, elementul redresor R_3 și înfășurarea secundară a transformatorului de rețea, în sensul indicat în schemă de săgeți. Astfel curentii I_a și I_b trec prin sarcină într-un singur sens și în consecință, în această schemă se folosesc pentru redresare ambele alternanțe ale curentului redresat. În

acest caz, frecvența pulsațiilor este de două ori mai mare decât frecvența tensiunii din rețeaua de alimentare.

Proprietatea acestei scheme, spre deosebire de schema obișnuită a redresării bifazice, constă în faptul că la aceleași tensiuni redresate, tensiunea în înfășurarea secundară este aproape de două ori mai scăzută. Afară de aceasta, dimensiunile transformatorului de rețea, în cazul schemei în punte, la aceleași tensiuni și curenți, pot fi ceva mai reduse decât în cazul redresării bifazice obișnuite.

Dacă în înfășurarea secundară a transformatorului de rețea din schema redresorului în punte se prevede o priză mediană (fig. 162 b) în afară de tensiunea normală redresată U_0 , putem obține și o tensiune de două ori mai mică $1/2 U_0$.

Aceasta se obține după schema simplă a redresării bifazice, în care elementele R_3 și R_4 lucrează ca elemente de redresare și sînt coloane de seleniu.

În cazul întrebuintării kenotroanelor ca elemente de redresare în acest redresor în punte, pentru alimentarea circuitelor de încălzire a acestora este necesar să se prevadă pe transformatorul de rețea trei înfășurări de încălzire, bine izolate între ele.

Amplitudinea maximă a tensiunii inverse în cazul schemei în punte este :

$$U_{inv} = 1,4 U_0$$

Impulsul maxim al curentului redresat :

$$I_m = 3,5 I_0$$

Curentul care trece prin fiecare element de redresare :

$$I'_0 = \frac{1}{2} I_0$$

Rezistența internă a unei faze :

$$R_{int} = 2 R_i + 0,15 A$$

(coeficientul A se află în grafic, fig. 160).

Rezistența internă totală a redresorului :

$$R'_{int} = \frac{1}{2} R_i$$

Tensiunea pe înfășurarea secundară a transformatorului de rețea va trebui să fie :

$$U_2 = 0,75 U_0 + I_0 R_i$$

Curentul în înfășurarea secundară a transformatorului de rețea :

$$I_2 = I_0 + 0,005 \frac{U_0}{R_i}$$

Curentul în înfășurarea primară a transformatorului :

$$I_1 = \frac{1}{2} I_2 \frac{U_2}{U_1} + I_3 \frac{U_3}{U_1} + I_4 \frac{U_4}{U_1} + \dots$$

Valoarea capacității de intrare minime a filtrului, în μF :

$$C_1 = \frac{31\,400 \cdot I_0}{U_0}$$

Scheme cu dublare de tensiune

Particularitatea funcționării schemelor de redresoare cu multiplicare de tensiune constă în întrebuințarea în acest scop a proprietăților condensatoarelor de-a acumula și păstra citva timp energia electrică. La o sarcină constantă, cu cât mai mare va fi capacitatea condensatoa-

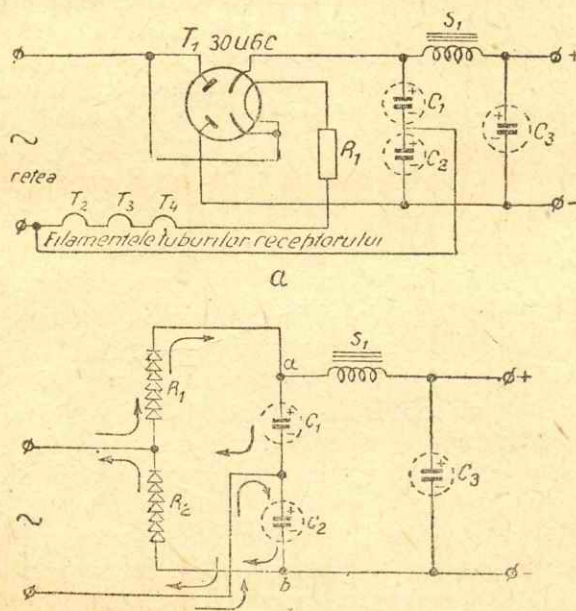


Fig. 163.

relor din schemă, cu atât mai mare va fi cantitatea de energie electrică acumulată și tensiunea redresată. Din această cauză, în astfel de scheme, este mult mai practic să folosim condensatoare electrolitice de dimensiuni nu prea mari, având capacități însemnate.

În fig. 163 a și b sint arătate scheme de redresoare cu dublare de tensiune, care au căpătat o răspindire mai largă în practica radioamatorilor.

În prima schemă, kenotronul 30 L6 C este folosit ca element de redresare, iar în schema b, două coloane de seleniu.

Redresorul construit după schema cu dublare de tensiune poate fi privit ca fiind compus din două redresoare monofazice legate în serie, fiecare avînd elementul său redresor, care provoacă pe capacitatea de ieșire o tensiune egală cu jumătatea tensiunii totale redresate. În unul din ei lucrează elementul redresor R_1 (fig. 163 b) și condensatorul C_1 , iar în celălalt — elementul de redresare R_2 cu condensatorul C_2 . Deoarece catodul elementului redresor R_2 este legat cu anodul elementului redresor R_1 , ele vor lucra pe rînd. În timpul unei alternanțe a curentului alternativ, cînd potențialul pozitiv va apare pe anodul elementului de redresare R_1 și pe catodul elementului redresor R_2 , curentul va trece prin elementul redresor R_1 , în sensul arătat de săgeți pe desen, și va încărca condensatorul C_1 . În timpul celeilalte alternanțe, pe anodul elementului redresor R_1 , va apare o tensiune negativă, iar elementul se va bloca. În același timp însă, pe anodul celui de-al doilea element redresor R_2 , va apare tensiunea pozitivă și de aceea curentul va trece prin acest element și va încărca condensatorul C_2 . Condensatoarele C_1 și C_2 fiind legate în serie, tensiunea la ieșirea redresorului, între punctele a și b, va fi egală cu suma tensiunilor pe condensatoarele C_1 și C_2 și astfel se obține o tensiune aproximativă de două ori mai mare decît în cazul redresării monofazice.

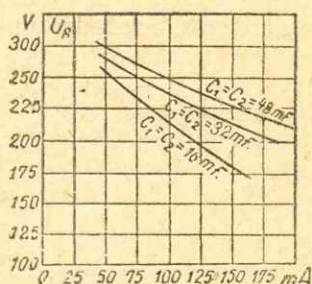


Fig. 164.

În schema arătată se folosesc ambele alternanțe ale curentului alternativ și, în consecință, frecvența pulsațiilor va fi de două ori mai mare decît frecvența tensiunii de alimentare a rețelei.

Pentru a putea valorifica în totalitate avantajele și dezavantajele acestei scheme, a aprecia tensiunile reale de lucru ale condensatoarelor C_1 și C_2 și capacitățile lor necesare pentru a obține o tensiune redresată la ieșirea redresorului pe o sarcină determinată, în fig. 164 sînt trecute caracteristicile în funcție de sarcină ale unui astfel de redresor.

Caracteristicile au fost ridicate la diferite capacități ale condensatoarelor C_1 și C_2 din redresor, în care ca elemente redresoare R_1 și R_2 s-au folosit coloane de seleniu, fiecare avînd 13 șaibe de 45 mm diametru.

Tensiunea de alimentare a rețelei s-a menținut la 127 V.

În cazul întrebuițării în redresor a kenotroanelor cu încălzire directă sau indirectă, neavînd catozi separați și izolați, se va folosi un transformator de încălzire cu două înfășurări bine izolate una de cealaltă. Dacă redresorul este construit fără transformator, vom putea pune priza de pămînt la instalația de alimentare numai prin intermediul unui condensator de capacitate nu prea mare (5 000...10 000 pF).

Filtre de corecție

Cum s-a mai arătat înainte, pentru micșorarea mărimii pulsațiilor tensiunii redresate, se întrebuițează filtre de corecție. Filtrele, întrebuițate în redresoare ce lucrează pe sarcină capacitivă, reprezintă de obicei una sau două circuite Γ de tip LC, care conțin bobine de șoc de audiofrecvență și condensatoare cu capacități mari.

Schema unui filtru cu un singur circuit este arătată în figura 165 a și a unuia cu două circuite în fig. 165 b. Al doilea circuit se adaugă la filtru de obicei când, din diverse considerațiuni, se cere un filtraj ridicat sau când elementele unui filtru cu un singur circuit capătă mărimi considerabile și devin incomode din punct de vedere constructiv.

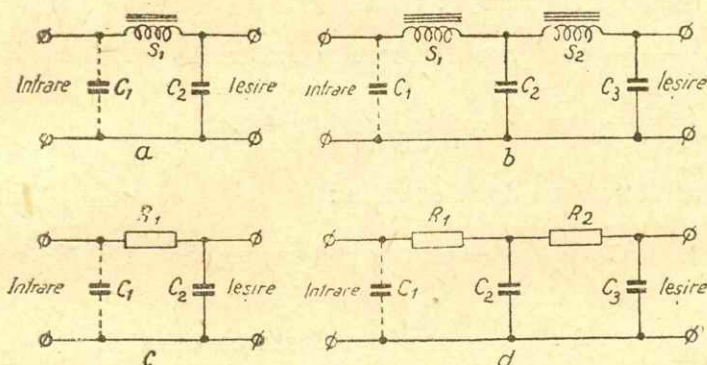


Fig. 165.

Filtrele ce conțin bobine de șoc de audiofrecvență se întrebuițează pentru uniformizarea curenților peste 15...20 mA. În cazul curenților mai mici, este mai economic să se folosească filtre în care, în loc de bobine de șoc, se întrebuițează rezistențe (filtre RC, fig. 165 c). Aceste filtre sînt mai ieftine și au greutate și dimensiuni mai mici. Într-o serie de cazuri, se întrebuițează filtre combinate dintr-un circuit de tipul LC și din unul pînă la două circuite de tipul RC. După primul circuit al unui astfel de filtru, se conectează sarcina, care consumă mai mult curent și nu necesită un filtraj prea ridicat (de exemplu etajul final de audiofrecvență a unui radioreceptor), iar după al doilea circuit se conectează etajele ce consumă un curent mai mic și care necesită un filtraj mai ridicat (de exemplu etajul preamplificator de audiofrecvență).

Frecvența pulsațiilor la ieșirea redresorului va fi cu atît mai mică cu cît inductanța și capacitatea condensatoarelor va fi mai mare. Întrebuițarea bobinelor de șoc cu inductanța prea mare și a condensatoarelor cu capacitate prea mare, ridică costul și dimensiunile filtrului. Din această cauză, la determinarea datelor elementelor filtrului, de obicei nu se caută obținerea celui mai bun (ideal) filtraj, ci obținerea

unui nivel admisibil al pulsațiilor în tensiunea redresată, destinată alimentării unui anumit aparat.

Coeficientul de pulsație S admisibil, care arată în procente a cîtă parte din componenta continuă a tensiunii filtrate o constituie amplitudinea componentei alternative, pentru etajele simetrice de audiofrecvență puternice este de 0,5...2, pentru etajele de ieșire nesimetrice a receptoarelor și amplificatoarelor de audiofrecvență — 0,1...0,5, pentru etajele amplificatoare intermediare de audiofrecvență și etajele amplificatoare de radiofrecvență și frecvență intermediară ale receptorului — 0,01...0,05 și pentru circuitele de negativare — 0,005...0,01 ș. a. m. d.

Pentru calculul filtrelor date mai sus, conectate la redresoarele cu sarcină capacitivă, calculate după formulele date anterior, ne putem folosi de următoarele relații :

$$L_1 \cdot C_2 = \frac{100}{S} \text{ — pentru redresarea monofazică}$$

$$L_1 \cdot C_2 = \frac{25}{S} \text{ — pentru redresarea bifazică.}$$

Pentru filtrele cu două circuite :

$$L_1 \cdot C_2 = L_2 \cdot C_3 = \frac{32}{\sqrt{S}} \text{ — pentru redresarea monofazică ;}$$

$$L_1 \cdot C_2 = L_2 \cdot C_1 = \frac{8}{\sqrt{S}} \text{ — pentru redresarea bifazică.}$$

În aceste formule L_1 și L_2 reprezintă inductanța bobinelor de șoc în H, C_1 și C_2 capacitățile condensatoarelor, în μF .

De exemplu, pentru filtrul unui redresor cu redresare bifazică, ce alimentează un etaj de ieșire nesimetric produsul $L \cdot C$, în cazul $S = 0,1$, trebuie să fie :

$$L_1 C_1 = \frac{25}{0,1} = 250$$

Dacă inductanța bobinei de șoc este de 10 H, capacitatea condensatorului C_2 va trebui să fie :

$$C_2 = \frac{250}{10} = 25 \mu F.$$

La dimensionarea filtrelor compuse din rezistențe și condensatoare ne vom folosi de relațiile :

$$R_1 \cdot C_2 = \frac{30000}{S} \text{ — la redresarea monofazică și}$$

$$R \cdot C = \frac{15000}{S} \text{ — la redresarea bifazică.}$$

Pentru filtrele cu două circuite :

$$R_1 \cdot C_2 = R_2 \cdot C_3 = \frac{10\,000}{\sqrt{S}} \quad \text{la redresarea monofazică și}$$

$$R_1 \cdot C_2 = R_2 \cdot C_3 = \frac{5\,000}{\sqrt{S}} \quad \text{la redresarea bifazică.}$$

Aici ca și în formulele precedente :

C — capacitatea condensatoarelor în μF , iar

R — rezistența filtrului în Ω .

Calculul simplificat al transformatoarelor de rețea

Pentru a determina datele necesare pentru confecționarea unui transformator trebuie, înainte de toate, să calculăm puterea acestuia. Puterea totală a unui transformator de rețea ce alimentează o instalație de radio oarecare este suma puterilor consumate de toate înfășurările lui secundare (ridicătoare de tensiune sau de încălzire) și de pierderile în fier.

Puterea consumată în circuitele secundare ale transformatorului este :

$$P = P_2 + P_3 + P_4 + \dots$$

în care :

P_2 — puterea consumată în circuitul înfășurării ridicătoare de tensiune

P_3, P_4 ș.a.m.d. — puteri consumate în circuitele de încălzire corespunzătoare.

$$P_3 = U_3 I_3 ; P_4 = U_4 I_4 \text{ ș.a.m.d.}$$

La însumarea puterii consumate din circuitul ridicător de tensiune, trebuie avut în vedere că :

$$P_2 = 0,95 U_2 I_1 \quad \text{— pentru redresarea monofazică ;}$$

$$P_2 = 1,7 U_2 I_2 \quad \text{— pentru redresarea bifazică ;}$$

$$P_2 = U_2 I_2 \quad \text{— pentru redresarea în punte și redresarea cu dublare de tensiune.}$$

De regulă, pierderile în fierul transformatorului de rețea din receptoarele de amator și industriale și în amplificatoare, se evaluează la 10...15%. Din această cauză, puterea consumată de la rețea P_{prim} , va fi cu 10...15% mai mare decât puterea P , calculată după formula dată de mai sus și se determină din următoarea relație :

$$P_{prim} = 1,15 P.$$

Acum trebuie determinată secțiunea miezului de fier al transformatorului Q_{fe} , în cm^2 :

$$Q_{fe} = 1,2 \sqrt{P_{prim}}$$

Prin secțiunea miezului Q_{fe} se înțelege produsul dintre lățimea tolelor miezului l_c (sau a limbii mijlocii în cazul tolelor de tip III *) și grosimea întregului pachet de tole de (fig. 166).

După calcularea secțiunii, este necesar să determinăm numărul de spire pentru 1 volt, folosindu-ne de următoarea formulă simplificată :

$$N = \frac{50}{Q_{fe}}$$

în care N — numărul de spire pe volt ;

Q_{fe} — secțiunea miezului, în cm^2 .

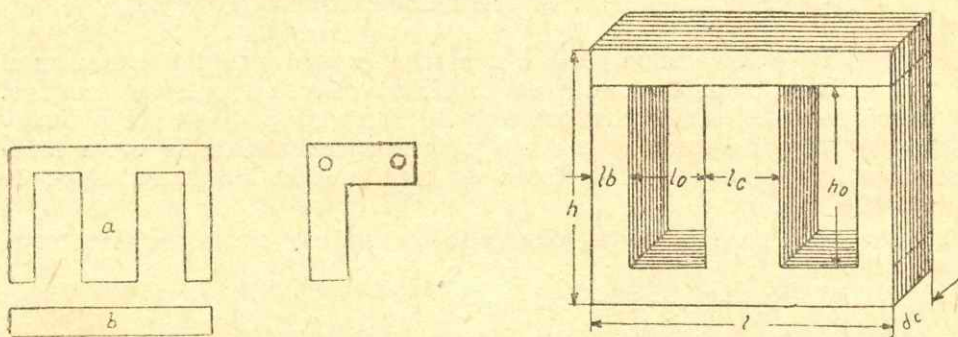


Fig. 166.

Numărul de spire w_1 a înfășurării primare este :

$$w_1 = U_1 \cdot N,$$

în care U_1 — tensiunea rețelei.

Numărul de spire din înfășurarea secundară (și de încălzire) este :

$$w_2 = 1,1 U_2 \cdot N,$$

în care U_2 — tensiunea înfășurării secundare a transformatorului.

Următoarea etapă în calcularea transformatorului va fi determinarea diametrelor conductoarelor din înfășurări. Diametrul se determină din formula :

$$d = 0,8 \sqrt{I}.$$

în care : d — diametrul conductorului din înfășurare (a cuprului fără izolație), în mm ;

I — curentul în înfășurarea respectivă, în A.

În înfășurarea primară deseori se fac prize pentru conectarea acestora la diverse tensiuni ale rețelei sau pentru a menține constante tensiunile în înfășurările secundare ale transformatorului atunci cînd tensiunea rețelei variază. În unele cazuri, înfășurările calculate pentru întrebuințare la rețea de 100...200 V se execută sub forma a două în-

*) E + I (N. Tr.).

înfășurări separate, legate în paralel, în cazul conectării la 100 V și avînd o secțiune a conductorului de două ori mai mică decît cea reeșită din calcul. În cazul conectării la 200 V înfășurările se leagă în serie. Pentru conectarea transformatoarelor la rețele cu tensiunea de 127 V și 220 V, aceste înfășurări se leagă în serie cu încă două înfășurări suplimentare, calculate pentru $20 + 7$ V.

Miezuri și carcase pentru transformatoare

Miezuri. Tolele pentru miezurile transformatoarelor (fig. 167 a) se execută din oțel special (de transformator) gros de 0,3...0,5 mm. Tolele pot fi cu sau fără orificii, în funcție de sistemul de strîngere a tolelor, respectiv cu buloane sau prin presare.

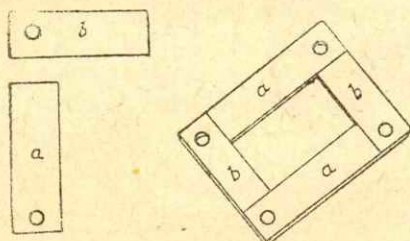


Fig. 167.

Pentru transformatoarele și autotransformatoarele de mică putere (pînă la 50 W) se întrebuițează miezuri compuse din tole de tip III—16, III—18, III—19 și III—20. Pentru executarea transformatoarelor și autotransformatoarelor de 50...100 W este mai comod să folosim tole de tip III—25, III—26, III—28 și III—30, iar pentru transformatoare de puteri mai mari (de ordinul 150...250 W) — tole de tip III—32 sau III—40.

Tolele dreptunghiulare și de tipul L (fig. 167 b) se întrebuițează mai rar la confecționarea transformatoarelor.

Miezurile bobinelor de șoc din filtrele redresoarelor din receptoare se confecționează de obicei din tole de tip III—16, III—18, III—19 sau III—20, iar pentru bobinele de șoc ale filtrelor din redresoarele emițătoarelor se folosesc tole de tip III—25, III—26, III—30.

La totele de tip III sau dreptunghiulare, grosimea miezului (pachetului de tole) se ia de obicei egală sau ceva mai mare decît lățimea tolei mijlocii.

Carcase pentru înfășurări. Carcasele pentru înfășurările transformatoarelor se execută de obicei din carton dens (preșpan) sau dintr-un alt material izolant (fig. 168).

Pentru transformatoare cu tensiuni de lucru sub 1000 V, grosimea materialului din care se confecționează carcasa se alege în general astfel ca aceasta să fie suficient de solidă și să reziste la tensiunea de lucru.

Pentru porțiunea paralelipipedică a carcasei o grosime a peretelui de 1...2 mm este suficientă. Grosimea paletelor laterale se ia 2...3 mm. În cazul cînd înfășurările secundare sînt prevăzute pentru tensiuni mai mari de 600...800 V, carcasa se va executa secționată (fig. 168 b). Carcasele autotransformatoarelor și bobinelor de șoc de obicei nu se secționează.

Lungimea carcasei trebuie să fie mai mică cu 1...3 mm decît înălțimea ferestrei miezului. Înălțimea paletelor carcasei pentru miezul de

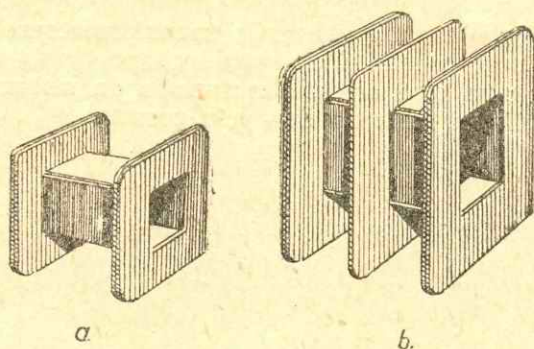


Fig. 168.

tip O, trebuie să fie jumătate din lățimea ferestrei unui astfel de miez. Lățimea ferestrei carcasei trebuie să fie cu 1 mm mai mare decît lățimea tolei mijlocii, pentru tolele de tip III sau dreptunghiulare. Înălțimea ferestrei carcasei trebuie să fie cu 1,5...2 mm mai mare decît grosimea pachetului de tole a miezului; altfel, în timpul montajului, va fi greu să introducem în fereastră toate tolele miezului.

Cea dintîi se bobinează înfășurarea primară. Peste aceasta se bobinează înfășurările de încălzire ale receptorului sau emițătorului; înfășurarea înaltă tensiune și, în sfîrșit, înfășurarea de încălzire a kenotronului. Într-o astfel de ordine a înfășurărilor, înfășurările de încălzire ale tuburilor devin ecrane între înfășurările primare și secundare. Înfășurările se izolează între ele prin 2...3 straturi din pînă subțire, îmbibată cu lac izolant. Pînza poate fi înlocuită cu hîrtie solidă și nu prea groasă, parafinată. Marginile straturilor trebuie să fie strîns lipite de paletele carcasei în așa fel ca spirele mărginașe din fiecare strat să nu alunece și să cadă în spațiul rămas între capătul înfășurării și paletă.

Între straturile înfășurării ridicătoare de tensiune se recomandă întrebuințarea hîrtiei parafinate, scoasă de la condensatoarele bloc defecte. O astfel de izolație suplimentară între straturi contribuie și ea la o bobinare mai îngrijită a straturilor următoare.

La carcasele secționate, se bobinează mai întîi în fiecare secțiune jumătate din numărul de spire al înfășurării primare. După aceasta, se bobinează înfășurările de încălzire, și apoi într-una din secțiuni, jumătate din înfășurarea secundară. În ambele secțiuni înfășurările trebuie

să fie bobinate în același sens. Fiecare înfășurare de încălzire este de dorit să fie executată într-o singură secțiune a carcaserii.

Capetele de ieșire ale înfășurărilor, primară și ridicătoare de tensiune, se fac din conductoare flexibile și izolate, a căror secțiune nu va fi mai mică decât secțiunea conductoarelor din înfășurări. Lipirea conductoarelor și capetelor de ieșire ale acestora, aparținând înfășurărilor, trebuie executată fără a se întrebuița acizi.

Carcasele și înfășurările pentru redresoare cu gazotroane, cu tensiunea de lucru peste 1000 V, se execută altfel. Înfășurările primare se execută pe carcase separate (galeți) cu palete laterale joase sau, în general, fără acestea. Înălțimea acestor palete se alege astfel ca stratul superior al înfășurării primare să fie la același nivel cu marginile paletelor. Dimensiunile ferestrelor la aceste carcase se aleg ca și pentru carcasele transformatoarelor pentru tensiuni mai joase, descrise mai sus.

Bobinajele secundare pentru tensiunile înalte se bobinează pe carcase separate. Dimensiunile ferestrei la aceste carcase se aleg astfel ca în interiorul ei să pătrundă carcasa cu înfășurările primare. Pentru aceasta trebuie să existe un spațiu între suprafața exterioară a carcaserii înfășurării primare și pereții interiori ai tubului (paralelipipedul) carcaserii înfășurării secundare. După bobinarea tuturor înfășurărilor transformatorului, carcasa înfășurării primare se introduce în interiorul carcaserii înfășurării secundare, iar în spațiile dintre acestea se introduc, prin apăsare, patru pene înguste dintr-un material izolant oarecare. În acest fel, carcasele înfășurărilor primară și secundară se leagă între ele și rămân totodată distanțate.

Dimensiunile interioare ale carcaserii înfășurărilor secundare ale transformatoarelor construite pe miezuri din tole de tip III, trebuie să fie alese astfel ca între marginile acestor carcase și părțile apropiate ale miezurilor să existe spații de cel puțin 1,5...2 mm pentru fiecare o mie de volți. În cazul când transformatorul este executat pe miez de tip O, distanța între bobinele înfășurării secundare trebuie să fie de două ori mai mare decât cea indicată mai sus. Dacă se acoperă înfășurările secundare cu material izolant de bună calitate, spațiul indicat poate fi micșorat.

Carcasele înfășurărilor de înaltă tensiune la astfel de transformatoare. Deoarece înfășurările secundare au de obicei un număr redus de tensiune mai mare de 300...350 V.

Tot astfel se execută și transformatoarele de încălzire pentru gazotroane. Deoarece înfășurările secundare au de obicei un număr redus de spire din conductor cu diametru mare, carcasele acestor înfășurări pot fi executate fără palete. Astfel de carcase se pot executa sub formă de tuburi sau paralelipipezi din carton de secțiune corespunzătoare, capetele de ieșire ale înfășurărilor de încălzire fixându-se cu sfoară sau șiret.

Dacă transformatorul de încălzire al gazotroanelor este folosit în același timp și ca transformator de încălzire pentru tuburile emițătorului, înfășurările ce alimentează aceste tuburi pot fi dispuse pe carcasa înfășurării primare.

Capetele de ieșire ale înfășurărilor de înaltă tensiune și încălzire nu trebuie să se atingă de miezurile transformatoarelor și de capetele de ieșire ale înfășurărilor primare pentru a evita străpungerea electrică. Este mai bine ca aceste capete de ieșire să fie aduse la borne instalate pe izolatoare de porțelan sau orice alte izolatoare rigide. Este de dorit ca pe asemenea capete de ieșire să se introducă mărgele de sticlă sau porțelan.

Bobinajul autotransformatoarelor și bobinelor de șoc este ceva mai simplu în comparație cu bobinajul transformatoarelor de rețea.

Între secțiunile înfășurărilor lor se recomandă a se introduce hirtie subțire. Capetele de ieșire ale înfășurărilor se fac la fel ca la transformatoare.

După bobinare, înfășurările transformatoarelor, autotransformatoarelor și bobinelor de șoc se vor impregna cu un lac oarecare izolanț.

Coroziunea este cauza generală a defectării înfășurărilor neimpregnate. Cleiul de caseină, șerlacul și alte lacuri, cu care se încheiază carcasa, conțin acizi ce distrug conductorul.

Pentru impregnare se poate întrebuița o compoziție compusă din 70% cerezină sau ceară și 30% colofoniu. Cea mai bună este o compoziție conținând 95% cerezină și 5% vaselină pură. Temperatura de topire a compoziției colofoniu-cerezină este de circa 65° C. În cel mai rău caz, pentru impregnare poate fi folosită parafina, cu toate că are temperatura de topire de circa 45...50° C.

Impregnarea se face astfel: carcasa cu înfășurările ei se usucă și se introduce într-o compoziție în stare lichidă, însă nu în fierbere. Impregnarea este terminată de îndată ce din bobină încetează să mai apară bășicuțe de aer.

Pentru impregnarea bobinelor din conductor izolat cu hirtie sau mătase, se pot întrebuița lacurile de ulei Л—1100 și Л—1110. *)

După impregnare, carcasa cu înfășurarea sa este uscată din nou 3...4 ore la o temperatură de circa 100...150° C. Uscarea se poate face și la rece, însă aceasta necesită un timp îndelungat.

Pentru impregnarea bobinelor executate din conductoare izolate cu hirtie sau mătase se poate întrebuița un amestec de 85...90% bitum și 10...15% ulei de transformatoare. Acest amestec se topește la temperatura de 130...144° C. Impregnarea se execută ca și în cazul impregnării cu compoziție de ceară sau colofoniu.

Pentru a evita deformarea carcaseror în timpul impregnării și uscării, acestea trebuie presate între două scindurele și legate strins între ele cu sfoară, cât timp durează operația.

Asamblarea miezului

Asamblarea miezului constă în introducerea tolelor mijlocii în secțiunea transversală a carcaseror acestuia, la tolele de tip III și L.

Miezul transformatorului sau autotransformatorului se assemblează.

*) Fabricate în U.R.S.S.

prin „îmbinare“ adică tolele de număr par se introduc dintr-o parte a carcasei iar cele impare din cealaltă. Capetele tolelor de tip III se închid cu tole de închidere, format I.

La asamblarea miezului transformatorului sau a bobinei de șoc este necesar ca secțiunea transversală a carcasei să fie bine umplută cu tole, iar acestea să fie strinse puternic.

În timpul asamblării, capetele pachetului de tole trebuie strinse din cînd în cînd în menghină pentru o stringere cît mai perfectă.

Ultimele citeva tole se vor introduce destul de greu. Ele trebuie introduse forțat în carcasă, apelînd la ajutorul ciocanului de lemn. Pentru a nu distruge carcasa de carton aceste tole trebuie introduse printre ultimele tole introduse recent.

După asamblare, tolele transformatorului se string puternic pentru a face un contact perfect între ele. În caz contrariu, în urma remagnetizării, ele vor vibra și transformatorul va zbirni puternic în timpul funcționării. Terminînd asamblarea miezului, se recomandă introducerea unei fășii subțire de pertinax sau lemn sub formă de pană, în spațiul dintre pereții carcasei și suprafața miezului. Cu aceasta vom obține o stringere și mai perfectă a tolelor și o eliminare totală a zgomotului produs de transformator. În fig. 169 sînt arătate piesele cu ajutorul cărora se assemblează și se string tolele miezului, dacă acesta este asamblat din tole ce au la colțuri orificii. Cu aceleași piese se stringe miezul transformatorului sau autotransformatorului. În cazul cînd tolele miezului nu au orificiu, acesta se va stringe într-o carcasă metalică.

Redresoarele cu gaze

În redresoarele de înaltă tensiune întrebuințate la alimentarea instalațiilor de emisie, au căpătat o largă răspindire gazotroanele.

Gazotronul este un tub cu doi electrozi cu catod cald. Gazul ce umple spațiul dintre electrozi este de obicei constituit din vaporii de mercur. Vaporii de mercur iau naștere în balonul gazotronului în urma evaporării mercurului ce se găsește în partea inferioară a acestuia.

La aplicarea tensiunii pozitive la anodul gazotronului, electronii emiși de catod se vor mișca spre anod, căpătînd astfel o viteză considerabilă. În drumul lor spre anod, electronii se vor ciocni cu moleculele de mercur. Rezultatul acestor ciocniri este ionizarea puternică a vaporilor de mercur.

Electronii smulși din moleculele mercurului vor mări curentul electronic de bază, iar ionii pozitivi, sub acțiunea anodului încărcat pozitiv și a catodului încărcat negativ, se vor mișca spre acesta din urmă.

În drumul lor spre catod, ionii pozitivi capătă electronii ce le lipsesc luîndu-i din electronii aflați în spațiul ce înconjoară catodul gazotronului. Toate acestea provoacă în gazotron o cădere de potențial foarte mică de circa 8...12 V, nedepinzînd aproape de loc de curentul ce trece prin tub. În figura 170 se dau caracteristicile ce arată dependența din-

tre căderea de tensiune în interiorul gazotronului și curentul ce circulă în circuitul anodic al acestuia.

Curba 1 este ridicată la încălzirea normală a filamentului, iar curba 2 la o tensiune subnominală. Caracteristice pentru aceste curbe sînt punctele A, B, C, D.

La o creștere a tensiunii anodice de la zero la o valoare oarecare, corespunzătoare punctului A, se produce o neînsemnată creștere a curentului anodic. Acest curent este electronic pînă la momentul ionizării în interiorul gazotronului.

În punctul B se produce o puternică ionizare a vaporilor de mercur și după aceasta curentul anodic poate crește considerabil (pînă la punctele C și D) fără apariția tensiunii între anod și catod.

La o creștere continuă a acestui curent, adică la intrarea în porțiunea din dreapta punctelor C și D, începe o mărire considerabilă a

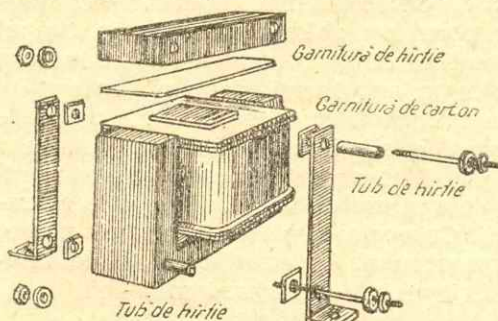


Fig. 169.

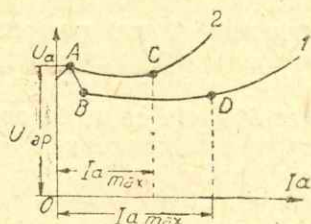


Fig. 170.

căderii de tensiune din interiorul gazotronului. Pe curba 2 se poate vedea că această cădere de tensiune din interiorul gazotronului crește mult mai rapid cînd tensiunea din circuitul de încălzire este scăzută. Mărirea căderii de tensiune din interiorul gazotronului duce la mărirea vitezii de mișcare a încărcăturii pozitive a ionilor în drum spre catod. Ioni, căpătînd o viteză însemnată și avînd și o masă mare, se vor ciocni cu putere de catod, eliminînd din acesta electronii suplimentari și distrugînd astfel suprafața stratului activ al catodului. Din această cauză, nu este admisă subîncălzirea filamentului gazotronului în exploatare. De obicei oscilațiile de încălzire a filamentului se admit în limitele $+10\ldots -5\%$.

În afară de aceasta, este necesar ca la început să se încălzească gazotronul timp de cîteva minute, conectînd doar tensiunea de încălzire și numai după această încălzire prealabilă să se conecteze înalta tensiune.

Nu este admisă, de asemenea, nici funcționarea gazotronului în porțiunea curbei din dreapta punctului D. Se știe că tensiunea aplicată pe anodul gazotronului este alternativă. Cînd tensiunea pe anod devine din pozitivă, negativă, ionizarea în gazotron nu încetează brusc și o parte din electroni și ioni încep să se miște în direcție contrară, creînd

curentul invers. Curentul invers normal este foarte mic, dar dacă tensiunea aplicată pe anod este considerabilă, atunci ionii căpătând o viteză foarte mare în direcție inversă, datorită loviturii lor puternice de anod, pot da naștere unor emisii pe suprafața anodului. Aceasta duce la apariția aprinderii inverse în gazotron și pierderea proprietăților de redresare. Mărirea tensiunii de aprindere inversă este unul din parametrii gazotronului. Ea depinde de densitatea vaporilor de mercur din gazotron. La mărirea densității vaporilor de mercur, cu cât mai mare va fi cantitatea de ioni ce va bombarda anodul, cu atât mai mică va fi tensiunea cerută pentru aprinderea arcului tensiunii inverse din gazotron. Pentru micșorarea densității vaporilor, este necesar să coborim temperatura în porțiunea inferioară a balonului, unde se găsește mercurul

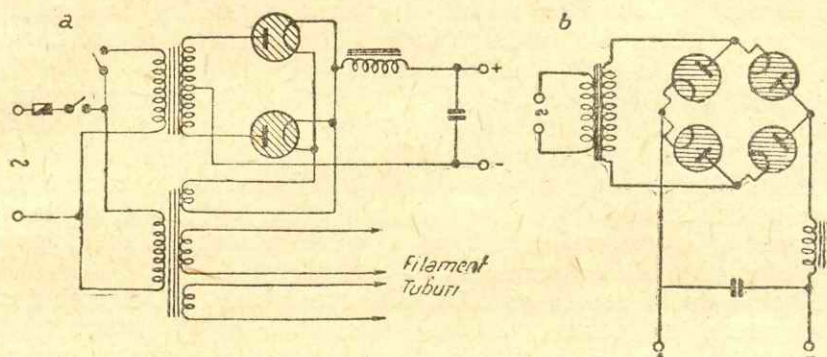


Fig. 171.

viu. Temperatura acesteia în dreptul catodului nu trebuie să depășească $50...60^{\circ}\text{C}$ pentru a asigura densitatea normală a vaporilor de mercur din gazotron. Temperatura minimă a porțiunii inferioare nu trebuie să fie însă nici mai mică de $+15^{\circ}\text{C}$.

Pentru mărirea tensiunii de aprindere inversă, este necesar să urmărim ca pe anod să nu se găsească picături de mercur. În acest scop, gazotronul repus în funcționare trebuie încălzit timp de o oră, conectând numai tensiunea de încălzire, fără a aplica pe anod înalta tensiune.

Schemele redresoarelor cu gaze de curent alternativ nu diferă cu nimic de schemele analoge a redresoarelor cu kenotroane. În fig. 171 a și b sînt date schemele redresoarelor în care se întrebuintează gazotroane.

Gazotroanele lucrează mai puțin eficace în redresoarele executate în punte, deoarece căderea de tensiune în interiorul gazotronului este foarte mică — de cîteva ori mai mică ca la kenotroane. O caracteristică aparte a schemelor redresoarelor cu gaze este neîntrebuintarea condensatorului de filtraaj la intrarea filtrului. Valoarea minimă a inductanței filtrului poate fi determinată din expresia următoare :

$$L_1 \geq 1,2 \frac{E_a}{I_s}$$

în care :

L — inductanța, în H ;

E_a — tensiunea la ieșirea filtrului, în V ;

I_s — curentul total în sarcină al redresorului, în A.

Inductanța bobinei de șoc, astfel obținută, este minimă. Micșorînd inductanța va crește impulsul de curent anodic prin gazotron, deoarece caracterul de rezistență a filtrului pentru frecvența pulsațiilor devine capacitiv, ceea ce este inadmisibil. Nu se recomandă să se mărească mai mult de două ori inductanța obținută.

Calculul filtrului redresorului cu gaze

Redresoarele cu gaze se întrebuințează numai în cazul cînd emițătorul are o putere de cel puțin 50—100 wați sau mai mult. Această putere o au emițătoarele de categoria C.

Cerințele ce se pun în ceea ce privește filtrarea curentului anodic sînt diferite. Dacă pentru telegrafie se admite un coeficient de filtraj (coeficient de pulsații) de 1...5%, pentru lucrul în telefonie este necesar un filtraj și mai bun și un coeficient mai mare decît 0,1...0,5% nu este permis. Afară de aceasta, la telegrafie, trebuie să ținem seama de fenomenele tranzitorii din filtre, care duc la supravoltarea elementelor filtrului și la diformarea formei semnalelor.

Plecînd de la aceste condiții, filtrul redresorului va trebui să fie cu o singură celulă pentru telegrafie și cu două celule pentru telefonie.

Se dă mai jos calculul simplificat al filtrului pentru redresorul bifazic, satisfăcînd condițiile de lucru ale emițătorului în telegrafie precum și în telefonie.

Schema filtrului este dată în fig. 172. Cît timp emițătorul lucrează în regim de telegrafie, bobina de șoc L_2 se scurtcircuîtează. Scurt-

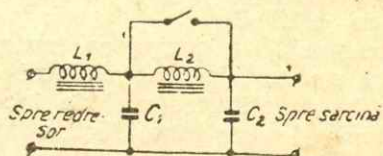


Fig. 172.

circuitarea bobinei de șoc este mai bine să se facă prin intermediul unui releu.

Ordinea dimensionării filtrului este următoarea :

1. Determinăm mărimea inductanței primei bobine de șoc :

$$L_1 \geq 1,2 \frac{E_{a1}}{I_n}$$

în care L_1 — inductanța bobinei de șoc, în H ;

I_n — componenta continuă a curentului anodic din redresor, în mA ;

E_a — tensiunea la ieșirea filtrului, în V.

2. Determinăm capacitatea condensatorului de filtraaj pentru manipularea telegrafică $C_{tlg} = C_1 + C_2$:

$$C_{lg} = \frac{144}{L_1 P}$$

în care C_{lg} — capacitatea condensatorilor, în μF ;

P — coeficientul de pulsație admisibil, în procente
(pentru telegrafie $P = 1...5\%$, iar pentru telefonie — $0,1...0,5\%$).

3. Ne fixăm capacitatea condensatorului $C_2 = 5 \mu F$. Capacitatea acestui condensator se determină ținând seama de frecvența audio de modulație (la telefonie) cea mai joasă; la frecvența de 100 Hz, ea se găsește în limitele $4...8 \mu F$.

Tabela 26

Datele gazotroanelor fabricate în U.R.S.S.

Tipul gazotronului	Natura gazului	Numărul de anodi	Încălzire		Anod			Timpul de încălzire a catodului	Timpul de păstrare a catodului cald	Căderea de tensiune în gazotron	Durata medie de funcționare	Gabarit	
			Tensiune	Curent	Tensiunea maximă de aprindere	Impulsul max. de curent admisibil	Curentul max. redresat					Înălțime	Diametrul
			V	A	V	A	A	min	min	V	ore	mm	mm
BГ9 (BГ-129)	Vapori de mercur	1	2,5	9	5000	1,5	0,5	3	45	15	1500	205	85
BГ-130	"	1	2,5	20	7000	4	1,3	3	180	10	600	330	115
BГ.1 (BГ-161)	"	1	2,5	6	2500	1	0,35	3	45	14	1500	140	6
BГ 6 (BГ-236)	"	1	2,5	20	7000	4	1,3	5	60	16	2000	330	115
BГ-252	"	1	2,5	6	2500	1	0,3	3	60	14	1200	140	52
BГ.8 (BГ-0,75) 1500	"	2	5	3	1650	0,8	0,25	0,1	20	18	500	—	—
BГ-10 (BГ-1,5) 5000	Amestec de xenon și cripton	1	2,5	8,5	5000	1,5	0,5	1	—	20	800	—	—

4. Determinăm mărimea condensatorului C_1 :

$$C_1 = C_{tlg} - C_2.$$

5. Determinăm mărimea inductanței bobinei de șoc L_2 :

$$L_2 = \frac{780}{L_1 (C_1 + C_2 S)} \quad (H)$$

în care S — coeficientul de pulsație, admisibil la telefonie, în procente.

Mărimea tensiunii de lucru a condensatoarelor de filtraaj trebuie să fie cu $20...30\%$ mai mare decât mărimea tensiunii de ieșirea a filtrului.

6. Mărimea rezistenței de balast R se determină dintr-un calcul

în care curentul ce va trece prin ea să nu fie mai mic decât 10% din curentul total al sarcinei redresorului, adică :

$$R_f = 1000 \frac{E_s}{I}$$

în care R_f — în Ω ;

E_s — tensiunea la ieșirea filtrului, în V ;

I — curentul prin R_f în mA.

Ultima etapă a calculului filtrului este verificarea acestuia în lipsa rezonanței în serie, la frecvența pulsațiilor, pentru valorile alese ale bobinei de șoc L_1 și condensatorului C_1 . La rezonanță, scade brusc valoarea curentului de vîrf prin gazotron și apar tensiuni periculoase pe elementele filtrului.

Elementele filtrului pot fi socotite corect calculate, dacă are loc condiția :

$$L_1 C_1 \geq 5,1$$

Calculul autotransformatoarelor

Calculul electric al autotransformatoarelor, în realitate, nu diferă de calculul transformatoarelor obișnuite.

În autotransformatoare tensiunile și curenții în înfășurările primară și secundară sînt legate prin aceleași relații ca și în transformatoarele obișnuite adică :

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{w_2}{w_1} = n \text{ și } \frac{I_2}{I_1} = \frac{w_1}{w_2} = \frac{1}{n}$$

în care U_1 și U_2 — tensiunile în înfășurările primară și secundară ;

I_2 și I_1 — curenții corespunzători tensiunilor U_2 și U_1 ;

w_2 și w_1 — numărul de spire în înfășurările respective.

Puterea rezultată în înfășurarea secundară, adică puterea transformatorului, este :

$$P_2 = P_{at} = U_2 I_2$$

În cazul autotransformatorului coborîtor :

$$I = I_2 - I_1 \text{ sau } I_2 = I + I_1$$

De aceea :

$$P_{at} = U_2 I_2 = U_2 (I + I_1) = U_2 I + U_2 I_1.$$

Din această egalitate rezultă că puterea P_{at} se compune din doi factori :

1) din $P_M = U_2 I_2$ care este puterea efectivă a transformatorului, adică puterile transportate în înfășurarea secundară pe socoteala cuplajului (magnetic) dintre ambele circuite ;

2) din $P_e = U_2 I_1$, care nu este puterea transformatorului propriu-zisă, ci puterea transportată din înfășurarea primară în cea secundară, pe cale electrică, pe socoteala legăturii electrice simultane, existente între înfășurări.

Puterea transformatorului P_M este acea putere pentru care trebuie să dimensionăm miezul autotransformatorului. Această putere poate fi reprezentată sub o altă formă mult mai comodă pentru calcule. După transformări simple, găsim formula :

$$P_M = P_{at} (1 - n)$$

în care $n = \frac{w_2}{w_1}$ — coeficientul de transformare (coboritor).

În cazul autotransformatorului coboritor, pe cale analoagă se poate arăta că :

$$P_M = P_{at} (1 - \frac{1}{n})$$

în care $n = \frac{N_2}{N_1}$ — coeficientul de transformare (ridicător).

În cele ce urmează sint adoptate următoarele notații :

P_{at} — puterea autotransformatorului, în W ;

P_M — puterea transformatorului în W ;

U_1 — tensiunea aplicată autotransformatorului (tensiunea înfășurării primare) în V ;

U_2 — tensiunea de pe autotransformator (tensiunea înfășurării secundare) în V ;

I_1 — curentul consumat din rețea, în A ;

I_2 — curentul consumat de sarcină, în A ;

S — secțiunea transversală a miezului, în cm^2 ;

w_0 — numărul de spire înfășurate necesare într-o tensiune de 1 V ;

w_1 — numărul de spire din înfășurarea primară ;

w_2 — numărul de spire din înfășurarea secundară ;

B — inducția magnetică din miez, în gauși ;

Secțiunea transversală a miezului se determină astfel :

$$S = 1,2 \sqrt{P_M}$$

Numărul de spire necesare pentru o tensiune de 1 V este egal cu :

$$w_0 = \frac{450\,000}{B \cdot S}$$

Numărul de spire necesare pentru o tensiune de 1 V este egal cu :

$$w_1 = w_0 U_1$$

$$w_2 = w_0 U_2$$

Înfășurările transformatorului nu trebuie să se încălzească peste 60...65°. Pentru aceasta densitatea curentului în conductor nu va depăși 2...2,5 A pe 1 mm^2 de secțiune.

Diametrul conductorului se determină astfel :

$$d = 0,8 \sqrt{I}$$

în care d — diametrul conductorului, în mm ;

I — curentul în înfășurarea respectivă, în A.

Curentul consumat de autotransformator de la rețea este :

$$I_1 = \frac{P_{at}}{U_1}$$

Curentul în sarcină este :

$$I_2 = \frac{P_{at}}{U_2}$$

Formulele prezentate dau posibilitatea radioamatorului să calculeze cu destulă precizie orice autotransformator pînă la 500...700 W.

Convertizoare

Convertizoarele servesc la convertirea curentului continuu de joasă tensiune în curent continuu de tensiune ceva mai ridicată, necesară alimentării circuitelor anodice ale aparatelor de radio ce consumă puteri mici.

Convertizoarele pot fi cu vibrator sau rotative.

Convertizoare cu vibrator. În convertizoarele cu vibrator, curentul electric continuu este convertit mecanic în curent alternativ cu ajutorul unui dispozitiv denumit vibrator.

Un vibrator lucrează astfel :

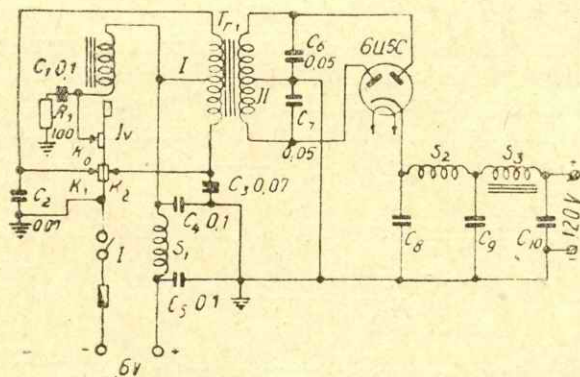


Fig. 173.

Indusul vibratorului Iv (fig. 173) conectat în circuitul de joasă tensiune a unei baterii de acumuloare, vibrează mereu. Datorită acestui lucru, unul din polii bateriei de acumuloare (în desen minus) este comutat de pe o jumătate a înfășurării primare pe cealaltă cu ajutorul

contactelor K_1 și K_2 . Deoarece al doilea pol al bateriei de acumulatori este legat cu priza mediană a înfășurării primare, direcțiile curenților în cele două jumătăți vor fi opuse, iar cîmpul magnetic astfel creat va fi alternativ. Ca rezultat în înfășurarea secundară a transformatorului (ridicătoare) se va induce curent alternativ de înaltă tensiune, care după aceasta se redresează într-un fel sau altul.

Convertizoarele sînt de două feluri — asincrone și sincrone. În primul (fig. 173) vibratorul transformă numai curentul continuu în alternativ.

De aceea pentru redresarea curentului alternativ de înaltă tensiune din înfășurarea secundară a transformatorului de putere se întrebuintează, la convertizoarele asincrone, redresoare cu seleniu sau kenotroane.

La vibratoarele sincrone (fig. 174) vibratorii se folosesc nu numai la transformarea curentului continuu, ci și pentru redresarea curentului alternativ de înaltă tensiune obținut în înfășurarea secundară.

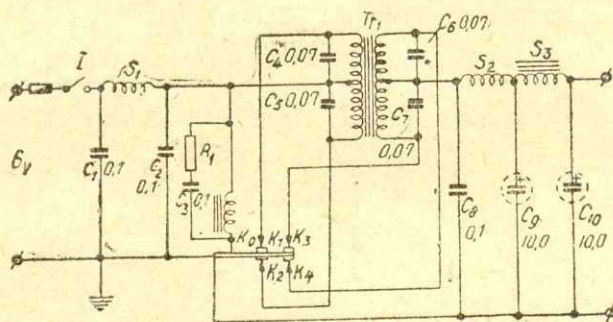


Fig. 174.

Datele pieselor celor două convertizoare sînt următoarele :

Bobinele de șoc de RF S_1 și S_2 precum și condensatoarele C_1 , C_2 și C_8 servesc la îndepărtarea paraziților recepției provocați de vibrator. Rezistența R_1 și condensatorul C_3 servesc la îndepărtarea scinteiilor la contactele intrerupătorului.

Bobina de șoc de RF S_1 se bobinează într-un singur strat pe o carcasă cilindrică de diametru 15 mm și are 40...50 spire din conductor ПЭЛ 1,0. Bobina de șoc S_2 din circuitul de înaltă tensiune, are 200...300 spire din conductor ПЭШО 0,2. Înfășurarea acestuia este de tip „în fagure” și se divizează în două-trei secțiuni egale.

T_r — transformator de putere. Datele acestuia sînt următoarele: secțiunea miezului circa 5,2 cm² (grosimea pachetului — 27 mm, fier — III — 19); înfășurarea secundară constă din 2 × 60 spire de conductor ПЭ 0,18—0,2. Izolația între straturi trebuie executată foarte îngrijit din sterlingband sau un alt material izolant bun. Trebuie izolate de asemenea toate straturile înfășurărilor primare și secundare. Cu aceste date ale transformatorului, tensiunea redresată este de cca. 120 V.

În redresor (fig. 173) este mai bine să folosim kenotronul de tip 6L5 C. Aceasta va permite alimentarea circuitului de încălzire al kenotronului de la bateria de acumulare folosită pentru încălzirea filamentelor receptorului. În cazul utilizării kenotroanelor de tip BO—188 și 5L4 va fi necesară o baterie separată pentru alimentarea filamentelor lor.

Convertizoare rotative

Convertizoarele rotative servesc la convertirea curentului continuu de joasă tensiune (12...26 V) în curent continuu de înaltă tensiune. Ele reprezintă în sine o mașină electrică care este constituită dintr-un motor electric, cuplat pe același ax cu un dinam și avînd indusul și înfășurarea de excitație comune. Pe o parte a indusului, pe axul acestuia, se dispune un colector pentru joasă tensiune, la care se aduce, tensiune de la sursa de curent, iar pe cealaltă, un colector de pe care se culege înalta tensiune. Pentru atenuarea paraziților produși, în convertizoare se instalează filtre de RF.

PARTEA A TREIA

CAP. VI

ANTENE PENTRU RADIORECEPTOARE ȘI RADIOEMIȚĂTOARE DE AMATORI

Noțiuni generale despre antene

După întrebuințarea lor, antenele se împart în antene de emisie și antene de recepție. Între ele nu există o deosebire principială ; aproape toate tipurile de antene de recepție pot fi folosite și ca antene de emisie. Antenele de emisie se deosebesc de cele de recepție prin aceea că ele se acordează totdeauna la rezonanță pe frecvența de lucru a emițătorului. Din această cauză, lungimea antenelor de emisie este de obicei precis determinată, în funcție de lungimea de undă pe care lucrează emițătorul. Antenele de emisie trebuie să fie bine izolate față de pământ. În mod obișnuit, antenele de recepție nu se acordează la rezonanță pe frecvența semnalelor recepționate, ci se calculează pe o frecvență medie a benzii (gamei) iar lungimea firului lor nu are o importanță prea mare.

Antena de recepție servește doar la captarea unei părți din energia undelor electromagnetice, adică, mai exact, undele care întâlnesc antena cedează o parte din energia lor acesteia, dând naștere în antenă la curenți de radiofrecvență. Celelalte transformări ale energiei de radiofrecvență se produc în receptor. Nu întotdeauna se poate obține un transfer optim de energie de la emițător la antenă sau de la antenă la receptor. Acest inconvenient devine și mai mare atunci când antenele se află la mare distanță de emițător sau receptor. În acest caz, transferul optim se poate obține numai prin utilizarea unor linii de alimentare (fider) speciale.

Unde progresive

Într-o linie bifilară fig. 175, formată din două conductoare paralele, scurt-circuitată sau, invers, deschisă, se produce reflecția totală a undelor ce pleacă de la unul din capete (unde directe) îndată ce ajung la capătul opus sursei lor. Dacă linia se scurtcircuitază la acest capăt,

printr-o rezistență, atunci o parte oarecare a energiei transportate acolo va fi disipată în această rezistență, iar restul va fi reflectat. În acest caz, unda reflectată nu va compensa în întregime unda directă și, ca urmare, conductorul nu va avea puncte cu valori nule (noduri) ale curentului sau tensiunii. Totuși, valoarea eficace a curentului sau tensiunii nu va fi aceeași pe toată lungimea liniei. Ea va varia între anumite valori minime și maxime, iar distanța dintre două asemenea valori alăturate va rămâne egală cu jumătatea lungimii de undă.

În cazul cînd rezistența de sarcină a liniei este egală cu reactanța ei caracteristică, undele nu vor mai fi reflectate. Toată energia ce trece prin linie va fi absorbită în întregime de rezistența de sarcină. În acest caz, în toate punctele liniei, valorile eficace ale curentului și tensiunii vor fi constante. Un astfel de regim al transmiterii energiei de-a lungul liniei se numește regim de unde progresive. Din punct de vedere al transferului optim de energie de la sursă la sarcină, regimul de unde progresive este cel mai avantajos. Afară de aceasta, cînd în linie există astfel de unde, valorile curentilor și tensiunilor sînt mult

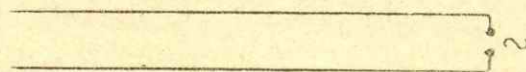


Fig. 175.

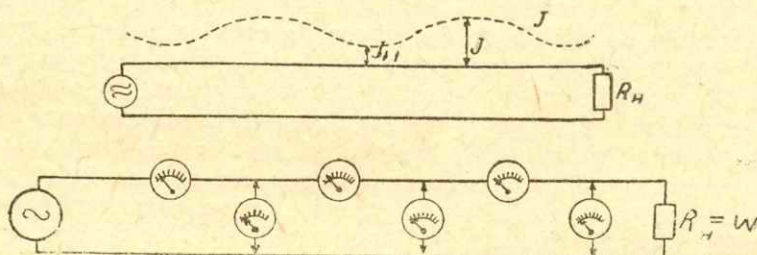


Fig. 176.

mai mici decît în cazul undelor staționare. Căderea de tensiune se produce datorită căderii de tensiune pe rezistență și pe inductanță proprie a liniei.

Ori raportul dintre tensiune și curent rămîne același în toate punctele liniei. Această valoare constantă se numește reactanța caracteristică a liniei.

Pentru a obține unde progresive este necesar ca $R_s = W$ (fig. 176) unde W este reactanța caracteristică.

În practica radioamatorilor de unde scurte cel mai frecvent regim de lucru al antenelor este regimul de unde progresive.

Coeficientul de undă progresivă

Dacă rezistența de sarcină nu este exact egală cu reactanța caracteristică, curentul și tensiunea din linie nu sînt uniforme. Pentru a aprecia cantitativ această neuniformitate, se aplică coeficientul de undă

progresivă K_P . Pentru determinarea lui trebuie să măsurăm valorile minime și maxime ale curentului (sau tensiunii) și să luăm raportul dintre ele adică

$$K_P = \frac{I_{\min}}{I_{\max}}$$

Cu cât coeficientul de undă progresivă este mai mare, cu atât mai slabă va fi reflexia la capătul liniei. În lipsa totală a reflexiei (undă progresivă pură) coeficientul K_P este egal cu unitatea.

Mărimea coeficientului de undă progresivă poate fi determinată printr-un calcul simplu. Pentru aceasta, trebuie să luăm valoarea rezistenței de sarcină și a reactanței caracteristice și să împărțim valoarea minimă la cea maximă (fig. 176) adică :

$$K_P = \frac{R_s}{W} \text{ sau } \frac{W}{R_s}$$

În acest caz, s-a studiat un exemplu cu sarcina liniei pur ohmice deoarece are o importanță mai mare în practica radioamatorilor de unde scurte.

Unde staționare

Dacă măsurăm valorile efective ale curentului de-a lungul liniei, de mai înainte constatăm că la extremitatea acestuia curentul este nul, întrucât linia este deschisă. Pe măsură ce mutăm instrumentul de măsurat de-a lungul liniei, începînd de la capătul ei, valoarea efectivă a curentului va crește treptat pînă la o valoare și apoi se va micșora treptat. Într-un punct anumit, curentul va fi iarăși nul. La mutarea

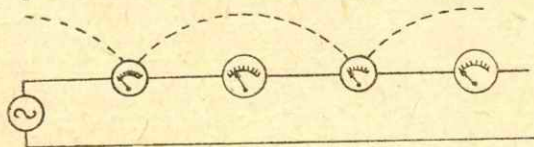


Fig. 177.

ulterioară a sistemului spre capătul liniei, punctele cu valorile maxime și nule ale curentului vor alterna la intervale egale. Aceasta se explică prin faptul că sensurile curenților undei directe și ai undei reflectate, în anumite puncte ale liniei, coincid în fază, iar în alte puncte, se opun. În primul caz, curenții se adună și valoarea efectivă a curentului crește; în cel de al doilea caz, curenții se scad. Cînd amplitudinile sînt egale, curenții se pot compensa în întregime între ei. În astfel de puncte instrumentul nu va indica prezența curentului.

În figura 177 este arătată valoarea efectivă a curentului de-a lungul liniei (linia punctată). Ampermetrele corectate în aceleași puncte ale celui de al doilea conductor, vor indica aceleași valori ca și la primul.

O undă cu o asemenea repartizare a curentului în linie se numește undă staționară.

Punctele în care valorile curentului sînt maxime se numesc ventre de curent, iar cele în care curentul este nul se numesc noduri de curent. Măsurătorile și calculele arată că distanța dintre două noduri (sau ventre) alăturate este egală cu jumătatea lungimii de undă. Lungimea de undă se calculează după formula :

$$\lambda = \frac{C}{f}$$

în care :

C — Viteza de propagare a undelor, în m/s ;

f — frecvența, în Hz ;

λ — lungimea de undă în m.

Cu același procedeu poate fi măsurată tensiunea dintre conductoare în diferite puncte ale liniei. Instrumentul (voltmetrul) din nou va indica neuniformitatea tensiunii de-a lungul liniei. Linia va avea puncte în care tensiunea este nulă și puncte în care este maximă, adică va avea noduri și ventre de tensiune. Însă nodurile de curent și tensiune nu coincid. În punctele unde au fost noduri de curent vor fi ventre de tensiune și vice versa.

La extremitatea liniei deschise va fi un ventru de tensiune. În fig. 177 se arată repartizarea valorii eficace a tensiunii de-a lungul liniei deschise.

Linia poate fi închisă la capătul ei. În acest caz vor exista de asemenea unde staționare, însă ventrele și nodurile lor vor fi situate în alte puncte decît în linia închisă. La capătul închis al liniei va fi ventru de curent și nod de tensiune. Mai departe, dacă ne deplasăm de-a lungul liniei de la o extremitate la cealaltă — nodurile și ventrele se vor găsi exact la intervale egale cu jumătatea lungimii de undă. Trebuie să avem în vedere că pe porțiunile liniei situate la distanțe egale de capăt, curenții din ambele conductoare în orice moment au

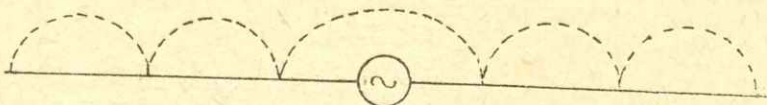


Fig. 178

sens opus. Prin urmare cîmpurile magnetice ce se formează în jurul fiecărui conductor vor avea sensuri opuse. De aceea, dacă conductoarele sînt foarte apropiate, cîmpurile lor magnetice se compensează aproape în întregime între ele și prin urmare radiația undelor se anulează.

Într-o linie deschisă sau scurtcircuitată, care nu are pierderi, energia nu se consumă și de aceea se consideră că o asemenea linie nu opune rezistență ohmică sursei de curent.

Dacă se transformă linia deschisă mai sus într-o linie cu un singur conductor rectiliniu, așa cum este arătat în fig. 178, în ea pot exista unde staționare, de curent și tensiune, iar la capetele ei vor apare noduri de curent și ventre de tensiune. Cimpurile magnetice ale celor două conductoare nu se vor compensa, deoarece ambele conductoare sînt situate în spațiu în sensuri opuse.

Din această cauză, în jurul conductorului va fi un cîmp electromagnetic alternativ radiant.

Instalația descrisă mai sus reprezintă antena. Lungimea antenei nu se determină de obicei în metri, ci prin numărul de lungimi de undă ce se includ în lungimea fizică a antenei (de exemplu : $l_A = 1,3 \lambda$)

Linii lungi

Se consideră o linie bifilară deschisă care are conectată la unul din capete o sursă de curent alternativ. Lungimea acestei linii poate fi mai mare decît lungimea unde. Se știe că lungimea de undă λ poate fi determinată după frecvența ei f și viteza de propagare C , cu ajutorul formulei de mai înainte.

Viteza de propagare a undelor radio de-a lungul liniei cu dielectric de aer se apropie de viteza de propagare a luminii și este de 300 000 000 m/s.

Se numește linie lungă o linie al cărei raport dintre lungimea proprie și lungimea de undă este mai mare decît unitatea.

Se consideră rezistența conductoarelor și, implicit, pierderile de energie, suficient de mici pentru a putea fi neglijate.

Dacă lungimea liniei va fi astfel aleasă încît impulsurile de curent de la sursă să se producă în momentul în care revine la sursă impulsul reflectat, ambele impulsuri se vor aduna. În acest caz amplitudinea rezultantă a impulsurilor devine mult mai mare decît amplitudinea unui singur impuls. Acest fenomen arată că linia este acordată în rezonanță cu generatorul de impulsuri și că în ea există unde staționare.

Rezistența de radiație

O parte din energia sursei de curent alternativ se transformă în antenă în energie electromagnetică și este radiată în spațiu sub formă de unde. Întrucît există un consum de energie, antena opunînd sursei de curent o anumită rezistență ohmică, puterea radiată, ca și orice putere electrică, poate fi exprimată prin formula :

$$P_{\text{rad}} = I_0^2 R_{\text{rad}}$$

în care : P_{rad} este puterea radiată, în W ;

I_0^2 — valoarea eficace a curentului, în A ;

R_{rad} — rezistența în care se consumă puterea radiată.

Din aceeași formulă determinăm :

$$R_{\text{rad}} = \frac{P_{\text{rad}}}{I_0^2}$$

R_{rad} se numește rezistență de radiație. Trebuie să avem în vedere că valoarea eficace a curentului de-a lungul antenei nu este uniformă. Prin I_0 se înțelege intensitatea curentului într-un ventru.

Cunoscând rezistența de radiație, care într-o serie de cazuri se determină ușor, și măsurând intensitatea curentului într-un ventru, putem calcula puterea radiată.

Reactanța caracteristică

La o valoare oarecare a rezistenței de sarcină, undele staționare pot fi complet eliminate. Pentru aceasta, rezistența de sarcină trebuie să fie ohmică și egală cu :

$$W = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

în care L este inductanța liniei, în H, pe unitatea de lungime de undă, iar C este capacitatea liniei, în farazi, pe unitatea de lungime.

Valoarea W , denumită reactanța caracteristică, este foarte importantă pentru funcționarea liniilor.

Impedanța de intrare

Se numește impedanță de intrare rezistența pe care linia o opune curentului alternativ. Cunoașterea ei este foarte importantă pentru alegerea cuplajului optim cu emițătorul, pentru aprecierea influenței exercitată de antenă asupra acordului circuitului de ieșire etc.

Pentru a putea determina valoarea impedanței de intrare Z , este necesar să cunoaștem valorile eficace ale tensiunii și intensității curentului la capătul liniei și să aplicăm legea lui Ohm adică :

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

Repartizarea curentului și a tensiunii de-a lungul liniei, în prezența undei staționare, este determinată de sarcina de la capătul liniei. Dacă vom măsura rezistența în diferitele puncte ale liniei, vom constata că valoarea ei va fi diferită. Rezistența în ventrele de curent va avea o valoare mică (tensiune mică, curent mare) și, invers, rezistența la noduri de curent va fi mare (tensiune maximă, curent mic). În punctele dintre noduri și ventre, rezistența va avea valori intermediare.

Rectanța caracteristică a liniei depinde de valorile curentului și tensiunii de la capătul liniei, care la rândul lor sînt determinate de lungimea liniei și de sarcina de la extremitatea ei. Valoarea rectanței de intrare determină de asemenea felul de cuplare al liniei cu emițătorul.

În general, impedanța poate avea atît o componentă ohmică cît și una reactivă.

Cu ocazia reglării, trebuie luate măsuri speciale pentru ca impedanța de intrare să fie pur ohmică.

În practică, cel mai important este cazul în care în linie se stabilește o undă călătoare pură. În acest caz, reactanța de intrare devine pur ohmică și nu depinde de lungimea de undă.

Valoarea rectanței de intrare este egală cu impedanța caracteristică a liniei.

Indicii de calitate ai antenei

Cu ocazia comparării diferitelor tipuri de antenă, stabilirii direcтивității, alegerii tipului de antenă corespunzătoare etc., ne conducem după așa-numiții indici de calitate ai antenelor.

Randamentul

Randamentul antenei η este numărul care exprimă raportul dintre puterea radiată în spațiu sub formă de unde și puterea emițătorului. Randamentul se determină astfel :

$$\eta = \frac{P_{\text{rad}}}{P_e}$$

în care : P_{rad} este puterea radiată de antenă ;

P_e — puterea emițătorului aplicată antenei.

Randamentul este exprimat în procente. O parte din energia aplicată antenei este pierdută prin încălzirea conductoarelor ei și ale fiderului. Din punct de vedere al eficacității antenei, consumul acestei energii este inutil. Cunoaștem din electrotehnică că pierderile pentru încălzirea conductoarelor sînt proporționale cu produsul I^2R . De aceea pentru a micșora aceste pierderi, trebuie micșorată rezistența conductoarelor antenei și intensitatea curentului din ele.

A doua categorie de pierderi de energie este încălzirea cu curenții induși a obiectelor înconjurătoare și a pămîntului.

Aceste pierderi sînt mai ales importante în cazul cînd obiectele metalice (ancoraje, rețele, acoperișuri de tablă, construcții metalice, alte antene, etc.) se găsesc în imediata apropiere a antenei, adică la distanță mai mică decît o lungime de undă. Aceste pierderi pot fi micșorate prin alegerea justă a locului de instalare a antenei.

A treia categorie de pierderi o constituie pierderile produse prin încălzirea corpurilor izolatoare aflate în apropierea conductoarelor ante-

nei și ale fiderilor. Pierderile în corpurile izolatoare sînt proporționale cu patratul tensiunii (U^2) și patratul frecvenței (f^2). De aceea, pierderile din această categorie sînt considerabile, mai ales la frecvențe înalte (benzile de amatori 28, 21, 14 MHz) și cresc simțitor în cazul creșterii tensiunilor de regim din antenă și din fider.

Din punct de vedere al reducerii acestor pierderi, folosirea undelor progresive în fider este avantajoasă, deoarece în acest caz tensiunea de regim este relativ mică.

Coeficientul de directivitate

Acest coeficient se notează prescurtat cu C.D.A. sau D.

D reprezintă proprietățile directive ale antenei.

Antena studiată este comparată cu o altă antenă absolut nedirectivă, situată mult deasupra pămîntului. Pentru a crea aceeași intensitate a cîmpului la locul de recepție, adică pentru a asigura aceeași tărie a semnalelor recepționate, trebuie ca puterea radiată de antena nedirectivă să fie de cîteva ori mai mare ca în cazul antenei directive.

Numărul care indică de cîte ori trebuie mărită puterea de radiație în cazul înlocuirii antenei date cu o altă antenă absolut nedirectivă, reprezintă coeficientul de directivitate.

Antenele complicate moderne au un coeficient $D = 700...800$.

Coeficientul unei antene (vibrator) oscilînd în jumătate lungime de undă (fără a ține seama de influența pămîntului) este egal cu 1,64.

Cîștigul antenei

Termenul de „cîștig al antenei“, este un coeficient care se notează cu litera ϵ și rezultă din comparația oricărei antene cu o antenă etalon convențională, în jumătate lungime de undă, comparația făcîndu-se pentru direcția radiației sale maxime. Acest termen cuprinde și randamentul antenei.

Cîștigul antenei este produsul dintre coeficientul de directivitate și randamentul antenei.

Acest coeficient arată cu cît poate fi micșorată puterea aplicată antenei înlocuind antena în jumătate lungimea de undă cu antena dată, pentru a asigura aceeași intensitate a cîmpului la locul de recepție. În acest caz, randamentul antenei în jumătate lungime de undă se ia egal cu unitatea, iar influența pămîntului asupra acestuia se neglijează.

Cîștigul va fi cu atît mai mare cu cît mai mare va fi coeficientul de directivitate și randamentul antenei. El se calculează după formula :

$$\epsilon = \frac{D \cdot \eta}{1,64}$$

Cîștigul antenelor moderne complicate ajunge la 400...500.

Diagrama de directivitate

Diagrama de directivitate a antenei arată felul în care se măsoară nivelul de recepție în cazul cînd direcția radiației maxime a antenei emițătoare nu coincide cu direcția stației receptoare și în ce direcții radiația antenei respective este maximă, minimă sau lipsește.

Această diagramă arată intensitatea cîmpului electric creat de antenă, în funcție de direcția de radiație. O imagine completă a radiației o pot da numai diagramele spațiale, executate în trei coordonate, însă întocmirea și întrebuințarea acestora sînt operații destul de complicate. De aceea, în practică, sînt folosite două diagrame plane, care arată suficient de clar directivitatea antenelor. Diagramele de directivitate pentru majoritatea antenelor au forme simetrice : o jumătate a diagramei reproduce pe cealaltă.

Diagramele de directivitate se ridică atît pentru planul de radiație orizontal cît și pentru cel vertical.

Diagrama de directivitate a radiației în planul vertical se ridică de obicei în direcția radiației maxime, aceasta fiind mai interesantă în practică.

Diagramele de directivitate pot fi ridicate atît în coordonate polare cît și în cele carteziene. În diagrama polară se notează pe circumferință unghiurile, iar pe raze — valoarea relativă a intensității cîmpului.

În cazul coordonatelor carteziene, pe abscisă, se notează unghiurile, iar pe ordonată — valoarea relativă a intensității cîmpului.

Comparînd diagramele de directivitate în planul orizontal și în cel vertical, se observă că radiația antenei în spațiu are un caracter general.

Înălțimea efectivă

Diagramele de directivitate din plane diferite dau o imagine a repartizării relative a cîmpului electromagnetic în jurul antenei, însă nu permit a aprecia intensitatea absolută a cîmpului electric în diferite puncte din spațiul înconjurător.

Pentru completarea caracteristicii unei antene emițătoare este necesar să se precizeze și noțiunea așa-numitei înălțimi efective.

Pînă la o anumită distanță de antenă, unda electromagnetică poate fi considerată undă directă. Intensitatea cîmpului unei astfel de unde se micșorează invers proporțional cu distanța.

Intensitatea cîmpului creat de antenă în direcția de radiație maximă poate fi determinată după următoarea formulă :

$$E = \frac{30 \, m \, h \, I}{\pi}$$

în care :

E — intensitatea cîmpului, în μV ;

$m = \frac{2 \, \pi}{\lambda}$, unde λ este lungimea de undă, în m ;

I — curentul la baza antenei, în A ;

h — înălțimea efectivă, în m, determinată în funcție de frecvență și antenă.

Prin înălțimea efectivă a unei antene se înțelege lungimea conductorului vertical care radiază de-a lungul orizontului același câmp ca și antena considerată și care este străbătut în toată lungimea de un curent constant, egal cu curentul de la baza antenei considerate.

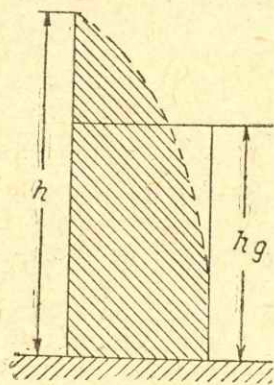


Fig. 179.

Înălțimea efectivă o putem afla construind un dreptunghi (figura 179) a cărui bază este egală cu intensitatea curentului în ventru, iar suprafața este egală cu suprafața determinată de curba curentului (suprafața hașurată). Înălțimea dreptunghiului astfel obținut reprezintă înălțimea efectivă a antenei.

În cazul întrebuințării unui conductor vertical, lucrînd pe unda fundamentală, înălțimea lui efectivă va fi :

$$h = 0,64 h_1$$

unde h_1 este înălțimea mijlocului razei deasupra pămîntului.

În cazul întrebuințării antenelor cu $\frac{\lambda}{h} > 4$, înălțimea efectivă a

antenei este egală cu înălțimea ei geometrică. De obicei, înălțimea efectivă a antenei este ceva mai mică decît înălțimea ei geometrică.

Înălțimea efectivă reprezintă parametrul care leagă intensitatea cîmpului electric creat de antenă, în direcția radiației maxime, cu intensitatea curentului din antenă.

Cunoscînd curentul din antenă și înălțimea efectivă, putem determina ușor intensitatea cîmpului la orice distanță de-a lungul direcției radiației maxime, iar după diagramele de directivitate a antenei — intensitatea cîmpului în orice direcție.

ANTENE DE EMISIE

Antene dipol

Unul din tipurile de antene cele mai răspîndite este antena în jumătate lungimea de undă ; la care fiecare braț al radiantului (conductorul orizontal) este egal cu 0,25 din lungimea de undă. Lungimea totală a antenei fiind egală cu jumătatea lungimii de undă, antena a fost denumită dipol în semiundă. Trebuie menționat însă că în anumite cazuri, se pot folosi antene dipol și de alte dimensiuni.

Diagrama de directivitate a dipolului în semiundă

Diagrama spațială de directivitate ale antenei în jumătate de lungime de undă are forma unui 8 (fig. 180) dispus în spațiu perpendicular pe antenă, în formă de tor (fig. 180 b). Influența pământului nu se ia în considerație.

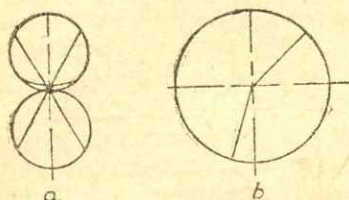


Fig. 180.

Din diagramă se vede că în direcția longitudinală a antenei radiația lipsește. Dipolul clasic (fără a socoti influența pământului, are coeficientul de directivitate egal cu 1,65. Rezistența de radiație al unui astfel de dipol este egală cu 71,1 .

Date de calcul

După cum s-a arătat, lungimea antenei dipol trebuie să fie egală cu o jumătate din lungimea de undă. În acest caz, curentul la capetele antenei este de regulă nul, iar viteza de propagare a undelor de-a lungul conductorului este egală cu viteza luminii. Practic, aceste condiții nu se îndeplinesc însă întocmai, deoarece la capetele antenei, în urma prezenței unei capacități proprii, curentul nu este nul, iar viteza de propagare a undelor electromagnetice de-a lungul conductorului devine ceva mai mică decât viteza luminii.

Aceasta duce la folosirea unei antene cu o lungime mai mică decât jumătate lungime de undă. Coeficientul de scurtare depinde întrucâtva de lungimea de undă aleasă și de dimensiunile conductorului (diametru). Pentru condițiunile de lucru ale radioamatorilor, lungimea antenei în jumătate lungime de undă se ia 0,475 λ .

În lungimea conductorului trebuie inclusă și porțiunea ce înfășoară izolatoarele (fig. 181).

În practica radioamatoricească diametrul conductorului trebuie luat pînă la 3...4 mm. În locul conductorului de cupru poate fi folosită

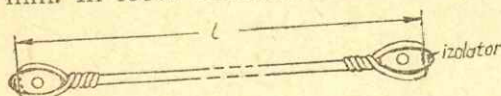


Fig. 181.

lița de antenă sau un conductor bimetalic, care are unul din fire de oțel, iar restul din cupru. Acest conductor are avantajul că prezintă o mai mare rezistență mecanică.

Dipolul în semiundă se conectează la receptor sau emițător prin intermediul unui fider legat în anumite puncte intermediare (între noduri și ventruri). Impedanța de intrare a antenei este în funcție de poziția acestor puncte. În general se tinde ca impedanța de intrare să fie egală cu impedanța liniei, alegind-o în limitele 600...700 Ω .

Dacă se utilizează o linie bifilară, conectarea ei la antenă se poate face după cum se arată în fig. 182 a (aşa-numita „antena dublet” sau antena cu alimentare suntată — Δ —), iar dacă se foloseşte o linie monofilară, aceasta se conectează după cum se indică în fig. 182 b. (antena Hertz monofider). Ultima metodă este foarte răspândită printre radioamatori.

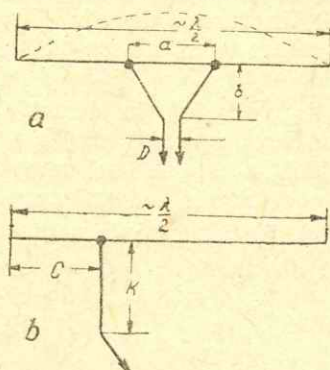


Fig. 182.

Lungimea totală a radiantului în toate cazurile este de $0,475\lambda$. Dimensiunile de bază pentru toate variantele date în fig. 182 a și b, se determină cu ajutorul următoarelor formule :

$$a = 0,13 \lambda$$

$$b = 0,15 \lambda$$

$$D = 75 d$$

în care d — diametrul conductorului liniei, în mm.

$$C = 0,171 \lambda$$

$$K = 0,15 \lambda$$

în care K este distanța pe care fiderul trebuie să fie perpendicular pe antenă.

Fiderul poate avea orice lungime până la 200...300 m și nu trebuie să prezinte îndoituri în unghiuri ascuțite pentru a nu avea pierderi.

Antena cu linie monofilară dă rezultate satisfăcătoare în traficul de radioamator, cu toate că construcția ei este simplă.

Cea mai convenabilă antenă alimentată cu unde progresive este antena cu frecvența fundamentală în banda de 40 m.

Ea va funcționa cu totul satisfăcător și în benzile de 20, 14 și 10 m, fără niciun fel de reacordări. Astfel de antene întrebunțează cu succes majoritatea radioamatorilor sovietici.

Dimensiunile geometrice ale unei asemenea antene sint :

$$L = 0,475 \times 42,5 = 20,20 \text{ m}$$

$$C = 0,171 \times 42,5 = 7,25 \text{ m}$$

(calculul este făcut pentru unda de 42,5 m adică mijlocul benzii de amatori de 40 m).

Cuplajul cu circuitul oscilant de ieșire al emițătorului se poate prezenta sub diverse forme. Pentru a micșora radiația armonicelor, cel mai convenabil este cuplajul inductiv.

În fig. 183 se indică diferite moduri de cuplaj. Mărima cuplajului trebuie aleasă. În cazul conectării directe a antenei cu emițătorul, cuplajul se determină prin mutarea prizei antenei cu începere de

la capătul „rece” (adică capătul bobinei pus la pământ) până ce creșterea curentului anodic al etajului final va indica că antenna radiază maximum de putere. După cum s-a arătat mai sus, curentul din antenna ali-

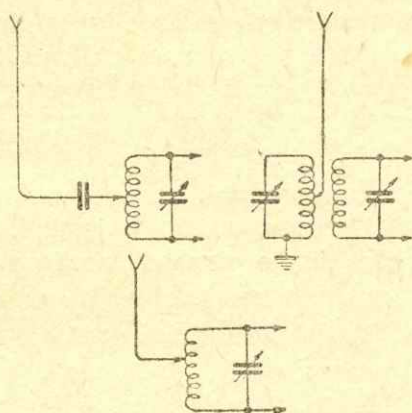


Fig. 183.

mentată cu unde progressive atinge valori neînsemnate. Un curent mare în antenă va indica că antenna funcționează anormal și că fiderul radiază.

În practica radioamatorilor se folosesc însă și antene alimentate prin fider cu unde staționare.

Antena verticală

Antena în jumătate lungime de undă poate fi construită orizontal sau vertical. La înălțime egală, antena orizontală pierde mai puțină energie datorită vecinătății corpurilor înconjurătoare. Pentru recepție este mai bine să se utilizeze antena orizontală, deoarece valoarea energiei electrice captate va fi mai mare datorită faptului că vectorul intensității câmpului electric creat de emițător este în plan orizontal.

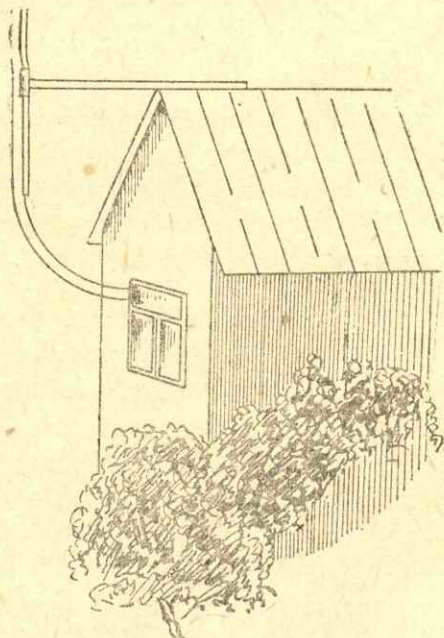


Fig. 184.

Pe de altă parte, antenele orizontale captează mai puțini paraziți din cauză că vectorii de intensitate ai cîmpurilor electrice parazitare sînt în plane verticale.

Antena verticală nu are efect directiv în plan orizontal. Aceasta este o foarte mare calitate pentru acei radioamatori de unde scurte, care au nevoie de o antenă simplă, ieftină și ușor de executat, pentru radio legături în toate direcțiile. Această antenă dă rezultate bune în cazul lucrului pe frecvența fundamentală și pe armonica a 2-a.

În forma sa cea mai simplă, antena verticală este constituită dintr-un conductor de lungime egală cu jumătatea lungimii de undă, fixat în așa fel ca antena să fie perpendiculară pe suprafața pămîntului pe 1/2 sau 3/4 din lungimea sa. Intrarea la emițător nu trebuie să aibă vreun unghi ascuțit și să fie cit mai scurtă.

Partea verticală a antenei (fig. 184) poate fi rigidă, din țeavă de cupru sau aluminiu de 15...20 mm diametru, iar conductorul de legătură poate fi făcut dintr-un fir mai subțire (sau cablu) cu diametrul de 2...2,5 mm.

Lungimea antenei (inclusiv conductorul de legătură) se calculează după formula :

$$l = 0,485 \lambda$$

Lungimea exactă este de dorit să se stabilească pe cale experimentală cu ajutorul maximului de curent din antenă întrucît datele rezultate din calcul nu sînt riguros exacte, din cauza influenței obiectelor din jurul antenei. Curentul într-o astfel de antenă este destul de mare. Astfel, la un emițător de 100 W, pe 20 m, el atinge valorile 1,5...1,8 A, iar în banda de 40 m devine de ordinul a 2...2,5 A.

Conductorul vertical, lung de o jumătate lungime de undă, poate fi conectat direct la circuitul oscilant LC (fig. 185), cuplat inductiv cu circuitul oscilant de ieșire al emițătorului.

În figura 185 L este constituit din 2...6 spire din conductor de 1,5...2 mm diametru iar C este de 150...250 pF. Diametrul bobinei L este egal cu diametrul bobinei circuitului oscilant de ieșire al emițătorului.

Această antenă radiază uniform în toate direcțiile. Este însă necesar, ca partea ei verticală să se instaleze cit mai departe de clădiri, mase metalice, conductoare etc.

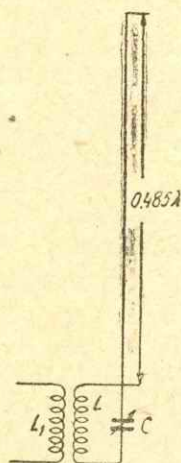


Fig. 185.

Antena în unghi drept

Antena în formă de unghi drept a fost propusă de A.A. Pistolcors și reprezintă în sine două antene în jumătate lungime de undă, ce fac între ele un unghi de 90° (fig. 186).

O astfel de antenă dă în planul orizontal, o radiație uniformă în toate direcțiile. În planul vertical diagrama de directivitate este identică cu a unei antene obișnuite.

Dipolul Nadenenko

Pentru ca dipolul să poată fi folosit într-o bandă largă de frecvențe, se folosește o construcție specială a brațelor acestuia, propusă de C. I. Nadenenko. Fiecare braț se compune din mai multe conductoare, dispuse în formă de cilindru. Diametrul unui astfel de cilindru este de cca. 1 m. În fig. 187 este arătată schematic realizarea antenei Nadenenko.

Dăm datele antenei pentru benzile de amator de 40, 20, 14 și 10 m : $l = 8$ m ; $l_1 = 3$ m ; $l_2 = 1$ m ; $2R = 1$ m.

Diametrul conductoarelor : 1,5...3 mm.

Impedanța acestei antene este de regulă 300 Ω .

Distanțierile ce dau forma secțiunii pot fi metalice sau de lemn. Conductoarele se leagă de distanțiere cu sîrmă. Nu este necesară nici o izolare a conductoarelor de distanțiere. Distanțierile metalice se execută în formă de inele, iar cele din lemn se fac din șipci de dimensiunile 40×40 și au secțiunea exagonală. Distanțierile din lemn necesită o împregnare în parafină sau creuzot pentru a evita putrezirea.

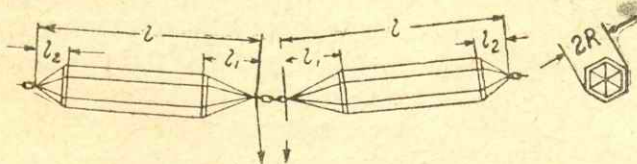


Fig. 187.

Conductoarele ce se unesc la mijlocul antenei în două mănunchiuri izolate între ele, trebuie bine cositorite. În aceste puncte se conectează și fiderul.

Fiderul antenei Nadenenko, este bifilar și are o impedanță de 300 până la 600 Ω .

O astfel de linie este complicată ca execuție și din această cauză

dipolul Nadenenko nu a căpătat o răspindire largă în mijlocul radio-amatorilor.

Diagrama de directivitate a dipolului Nadenenko este aproape identică cu a dipolului cu un singur conductor.

Antena pusă la pământ

Pentru banda de 160 m, dimensiunile dipolului în semiundă devin foarte mari. În acest caz este mai comod să se folosească antena pusă la pământ, a cărei lungime se ia egală cu aproximativ un sfert din lungimea de undă, pământului revenindu-i astfel restul de jumătate lungime de undă. În punctul de conectare la pământ va fi un ventru de curent.

În banda de 160 m se observă o radiație mai puternică pe porțiunea verticală a antenei. Această porțiune a antenei radiază de-a lungul suprafeței pământului sub unghiuri mici cu orizontul, ceea ce este avantajos pentru propagarea undei directe și a celei indirecte, din timpul nopții. Partea orizontală a antenei radiază sub unghiuri mari față de orizont, ceea ce are o mare însemnătate în legăturile prin intermediul undei directe pe distanțe relativ scurte. În fig. 188 este arătată schema de cuplare a acestei antene cu emițătorul.

Lungimea totală a antenei, inclusiv conductorul ce duce la priza de pământ, este ceva mai mică decât un sfert din lungimea de undă și se determină din formula :

$$l = 0,24 \lambda$$

Determinarea precisă a lungimii în cazul de față nu este obligatorie deoarece o eroare de 15...20% poate fi compensată printr-o reacordare ulterioară.

Antena se cuplează cu circuitul oscilant al emițătorului, prin in-

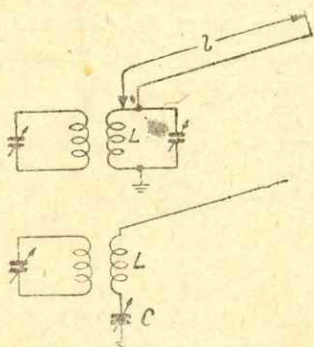


Fig. 188.

termediul bobinei L și condensatorului C de capacitate 250...500 pF. Acordul se face pentru un curent maxim în antenă.

Pentru a obține rezultate optime, trebuie acordată o atenție deosebită prizei de pământ. O bună priză de pământ se obține cu ajutorul a 3...4 tuburi metalice lungi de câte 2 m fiecare, înfipte în pământ la o distanță de 1...2 m unul de altul, și legate bine între ele printr-un conductor gros și scurt. În cazul folosirii conductei de apă drept priză

de pământ, conectarea se va face în locul în care conducta intră în clădire. Nu se recomandă folosirea conductelor interne de la robinete sau încălzirea centrală deoarece, deseori, la coturi de racordare contactul electric este imperfect.

Dacă datorită condițiilor locale este dificil să se asigure o bună priză de pământ, atunci, în locul acesteia, se va folosi o contragreutate.

Contragreutatea reprezintă în sine un sistem de conductoare întinse sub antenă și izolate de pământ.

Conductoarele pot fi dispuse paralel sau radial. Toate conductoarele contragreutății se lipesc laolaltă și se leagă la emițător sau receptor în locul prizei de pământ.

Înălțimea contragreutății față de pământ nu este atât de riguroasă și se ia de 2...3 m.

Antene directive

Cele mai bune rezultate le dau antenele complicate cu acțiune directivă.

Antenele directive sînt mai eficace decît antenele cu un singur element activ și ocupă un spațiu comparativ mai mic. Faptul că ele lucrează într-o bandă de frecvență îngustă și nu pot fi întrebuințate în mai multe benzi constituie însă cel mai mare neajuns al lor.

Fazele curenților din elementele acestor antene se aleg astfel ca radiația într-o anumită direcție să se amplifice, iar în celelalte să se atenueze. Randamentul acestui sistem crește cu numărul de elemente.

Antena directivă se comportă la fel la recepție ca și la emisie.

Antena cu două brațe în semiundă alimentată în fază

Cel mai simplu tip de antenă directivă este antena cu brațe în semiundă, la care, după cum se observă din fig. 189, curenții brațelor coincid în fază. Radiația maximă va fi în planul perpendicular pe axa antenei (la fel ca la dipol) însă directivitatea în cazul din față va fi

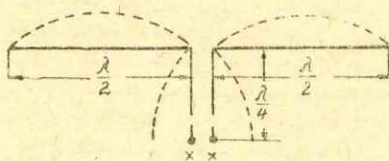


Fig. 189.

foarte pronunțată deoarece acțiunea unei părți a antenei va amplifica acțiunea celeilalte jumătăți de antenă. Porțiunea antenei formată din conductoarele verticale nu radiază, deoarece curenții din acestea au sensuri contrarii și mărimi egale.

Coefficientul de amplificare al acestei antene (în comparație cu dipolul obișnuit) este egal cu aproximativ 1,5.

Capetele antenei, notate în figură cu literele x—x, se conectează la o linie obișnuită.

Antena Tatarinov

Antena propusă de V. V. Tatarinov este o antenă compusă din mai multe brațe în semiundă, în care curenții coincid în fază. Între aceste brațe se leagă porțiuni ce nu radiază, făcute din conductor repliat. Pe aceste porțiuni se distribuie câte o jumătate lungime de undă. Schema antenei este arătată în fig. 190.

În principiu, alimentarea unei astfel de antene se poate face în

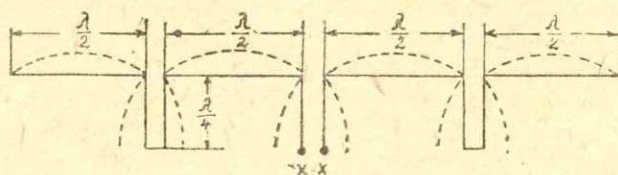


Fig. 190.

orice punct, însă pentru ca repartizarea energiei să fie uniformă, este mai bine ca linia de alimentare să fie conectată în mijlocul antenei (în punctele x—x).

În planul perpendicular pe brațele antenei radiația va fi maximă.

Coeficientul de amplificare al acestui tip de antenă este în funcție de numărul de brațe. Pentru trei brațe, coeficientul este 2,1, pentru patru — 2,8, etc. În mod obișnuit nu se utilizează mai mult de patru brațe, deoarece dimensiunile antenei devin considerabile.

Antena Tatarinov poate fi dispusă orizontal sau vertical.

ANTENE CU MULTE ELEMENTE

Antene cu elemente pasive

O largă întrebuințare au căpătat antenele care folosesc câteva elemente pasive, și un singur element activ (radiant).

Elemente pasive se numesc elementele neconectate la fider. În aceste elemente, prin inducție, apar curenți alternativi de radiofrecvență, produși de elementul alimentat prin fider. Cînd în acesta vor apărea curenți de radiofrecvență, el va radia unde electromagnetice.

Radiația totală a sistemului se compune din radiațiile tuturor elementelor.

În direcțiile în care undele se vor găsi în aceeași fază, radiația va crește. Dacă fazele vor fi opuse, radiația scade. Compensarea totală a radiației nu se întîmplă, deoarece curentul din elementele pasive este mai mic decît curentul din elementul activ.

Acțiunea unui element pasiv asupra diagramei directivității depinde de distanța dintre el și elementul activ și de faza curentului ce-l străbate, care, la rîndul său, se obține prin acordarea elementului pasiv.

Cel mai răspîndit sistem de acordare a elementului constă din modificarea lungimii acestuia.

Elementele pasive de obicei se instalează în același plan și paralel cu cele active.

Elementul pasiv, care diminuează radiația în direcția opusă corespundentului, se numește reflector.

Elementul pasiv, care amplifică radiația în direcția corespundentului, se numește director.

Sistemul de antenă se poate compune dintr-un singur element activ și câteva elemente pasive, de exemplu un reflector și un director, un reflector și două directoare, etc. Radioamatorii nu folosesc mai mult de 4 elemente decât foarte rar. Pentru unde ultracurte se folosesc antene mai complicate.

Pentru a micșora dimensiunile antenei, distanța dintre elementul activ și reflector se ia de obicei (în condițiile radioamatorismului) egală cu aproximativ $0,15\lambda$. Distanța până la director și între directoare (dacă sînt mai multe) este egală cu $0,1\lambda$.

Pentru a asigura concordanța necesară între fazele curenților, în elementele pasive se ia reflectorul mai lung cu 0,5% decît elementul activ, iar directorul cu 4% mai scurt.

În fig. 191 este arătată schema antenei compusă din 3 elemente. Săgeata arată direcția radiației maxime a unei astfel de antene.

Antena cu elemente pasive are dimensiuni destul de reduse și are o directivitate unilaterală. Aceste calități permit ca ea să fie folosită drept o antenă rotativă.

O particularitate caracteristică a antenei cu elemente pasive o constituie valoarea mică a rezistenței de radiație și deci și a rezistenței de intrare a antenei.

Antena cu un singur element pasiv (reflector) montat la o distanță de $0,15\lambda$ de director, are o rezistență de radiație aproximativ 25Ω . În caz cînd are numai un director (fără reflector) rezistența ei de radiație este de 14Ω .

Antena cu 3 elemente (radiator, reflector și director) are o rezistență de radiație aproximativ 10Ω , iar cea cu 4 elemente 8Ω .

Curenții din antenă ating valori relativ considerabile și din această cauză elementele trebuie constituite din conductoare groase sau, cel mai bine, din țevă. Calculul exact al dimensiunilor antenei este destul de complicat. Din această cauză, antena construită (după datele de mai sus) trebuie acordată prin precizarea lungimii elementelor pasive pentru a se putea obține rezultatele cele mai bune.

Cîștigul antenei cu 2 elemente poate atinge cifra 3, iar cu 3 elemente, 5.

Construcția cea mai simplă a unei astfel de antene este antena fixă cu trei elemente (fig. 192), care se compune dintr-un reflector (L_r), antena propriu zisă — radiantul — (L) și un director (L_D).

Gradul de directivitate depinde în primul rînd de director. El este așa fel acordat, încît curentul din el rămîne în urmă față de curentul

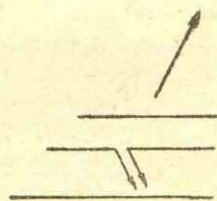


Fig. 191.

din antenă cu un unghi de aproape 90° și prin aceasta el dirijează energia radiată mai mult într-un singur sens.

Reflectorul are rolul, după cum s-a arătat, de a împiedica radiația energiei în partea opusă directorului. El reflectă unda radiată de antenă, care ajunge din nou pe antenă și coincidind în fază cu unda

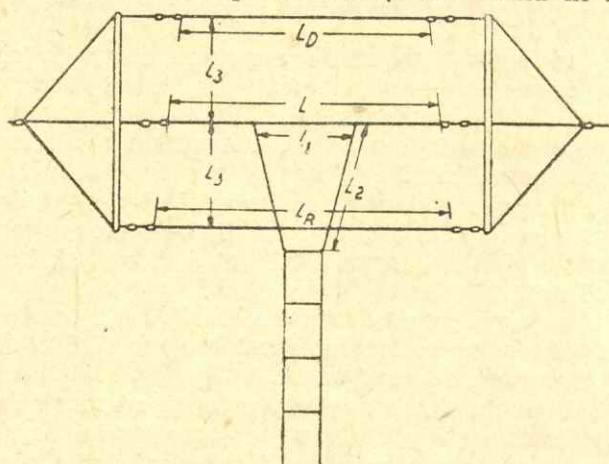


Fig. 192.

radiată direct, o amplifică. Mărind numărul directorilor, se poate concentra și mai mult radiația energiei într-o anumită direcție.

Pentru gama de 20 m această antenă are dimensiuni relativ mici. Calculul antenei se face cu formulele următoare :

Radiantul : $L = 0,475 \lambda$

Reflectorul : $L_R = 0,499 \lambda$

Directorul I : $L_{D_1} = 0,456 \lambda$

Directorul II : $L_{D_2} = 0,438 \lambda$

(în cazul că se mărește numărul elementelor la 4)

Fiderul trebuie să aibă o rezistență de cca 600Ω . Distanța între conductoarele sale se ia de cca 0,15 m, iar diametrul unui conductor este de 2 mm. În cazul folosirii unor conductoare cu altă secțiune, distanța dintre ele se calculează după formula $D = 75 d$ unde D = distanța dintre conductoare, iar d = diametrul conductorului, în mm.

Sistemul de antenă se suspendă între doi piloni înalți de 10...12 m, astfel ca radiația antenei să nu fie stingerită de clădiri, construcții din fier sau beton etc. Fiderii nu radiază energie.

Dimensiunile geometrice ale unei asemenea antene pentru banda de 20 m sînt următoarele :

L	$= 10,05 \text{ m}$	L_1	$= 2,57 \text{ m}$
L_{D_1}	$= 9,57 \text{ m}$	L_2	$= 3,1 \text{ m}$
L_R	$= 10,50 \text{ m}$	L_3	$= 2,1 \text{ m}$

Această antenă se cuplează inductiv cu emițătorul prin bobina de

cuplaj I c. Diametrul bobinei poate fi egal cu diametrul bobinei circuitului oscilant de ieșire al emițătorului sau ceva mai mic ca el (fig. 193). Mult mai ușor se execută fiderul care are o impedanță de 70...80 Ω în acest scop se folosește un radiant de tipul „antena repliată” *)

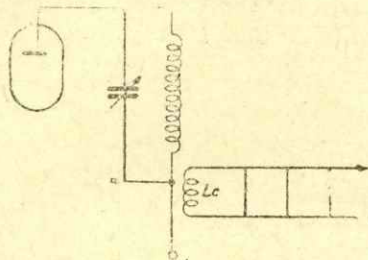


Fig. 193.

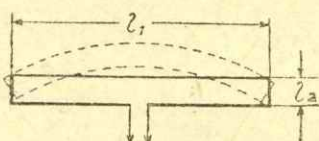


Fig. 194.

a cărei impedanță de intrare — în combinația ei cu două elemente, reflectorul și directorul — va fi de circa 70...70 Ω .

Antena repliată simplă (fig. 194) este compusă din două elemente în jumătate lungime de undă, legate în serie.

Punctat este arătată repartizarea curentului în antenă. Lungimea totală a antenei repliate adică $2(L_1 + L_2)$, se ia cu 5% mai mică decât lungimea de undă utilizată.

Lungimea L_2 se ia 20...50 cm. Pentru fixarea radiantului superior al antenei față de cel inferior, se folosesc izolatori.

În figura 195 este arătată construcția antenei repliate, alimentată prin fideri paraleli.

Impedanța de intrare a acestei antene este de patru ori mai mare decât a dipolului obișnuit, fiind aproximativ egală cu 300 Ω . Aceasta

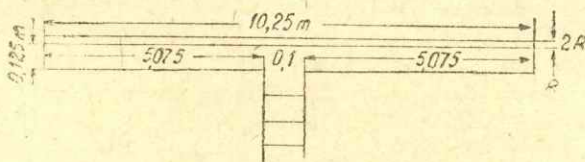


Fig. 195.

permite utilizarea comodă a unui fider cu undă progresivă și constituie o calitate însemnată a acestui tip de antenă.

Pentru ca impedanța de intrare să fie și mai mare, conductorul superior are o secțiune mai mare decât cel inferior, de exemplu, în locul unui singur conductor superior se iau două, de același diametru. În acest fel impedanța de intrare, în comparație cu antena monofilară, crește de nouă ori și devine egală cu 650 Ω .

Antena repliată este destinată pentru lucrul într-o singură bandă. Diagrama ei de directivitate este identică cu a dipolului clasic.

*) N. Tr. În limba rusă se folosește expresia „sleif-antena”.

Datele de calcul ale antenei repliate cu trei elemente

Lungimea totală a conductorului antenei repliate este :

$$L = 0,95 \lambda$$

Reprezentarea de detaliu a unei antene repliate cu 3 elemente și datele fiecărui element al ei sînt indicate în fig. 196.

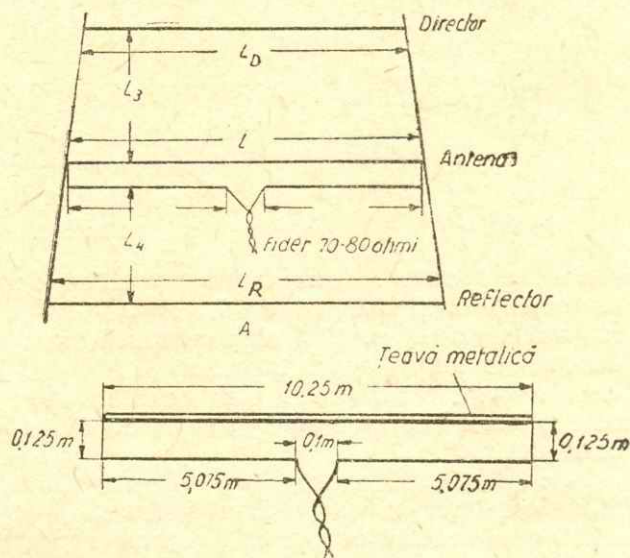


Fig. 196.

Directorul are o lungime de $0,45 \lambda$ iar reflectorul de $0,5 \lambda$.

O astfel de antenă (fig. 196) pentru banda de 20 m are următoarele date :

L	$= 10,25 \text{ m}$	
L_D	$= 9,85 \text{ m}$	$L_3 = 2,5 \text{ m}$
L_R	$= 10,675 \text{ m}$	$L_4 = 2,5 \text{ m}$

Pentru director, antenă și reflector se poate folosi o țeavă de cupru, aluminiu, fier sau oțel, cu diametrul de 15...20 mm. Această antenă se alimentează printr-un fider format din două conductoare răsucite. Conductoarele se răsucesc începînd de la o distanță de 10...15 cm de antenă. Pentru construirea lui se poate folosi conductor dublu răsucit obișnuit de iluminat electric, cu secțiunea de 0,75...1,25 mm².

Întregul sistem de antenă se fixează pe izolatori, care la rîndul lor sînt fixați pe un suport din lemn (fig. 197).

O astfel de antenă este foarte comod să se folosească sub forma de antenă directivă rotativă.

Cuplajul antenei cu emițătorul se realizează printr-o bobină cū-

plată inductiv cu circuitul oscilant de ieșire al emițătorului. Radiația antenei este maximă pe direcția perpendiculară pe director.

Antena repliată poate fi folosită și fără reflector și director. Marele ei avantaj, în comparație cu antena larg răspândită alimentată cu unde progresive, constă în aceea că ea nu necesită un reglaj special și dă rezultate mai bune în toate celelalte condiții egale.

În acest caz fiderul va avea o impedanță de cca 300 Ω .

La un diametru al conductoarelor fiderului de 1 mm, distanța între ele este de 1,8...2 cm.

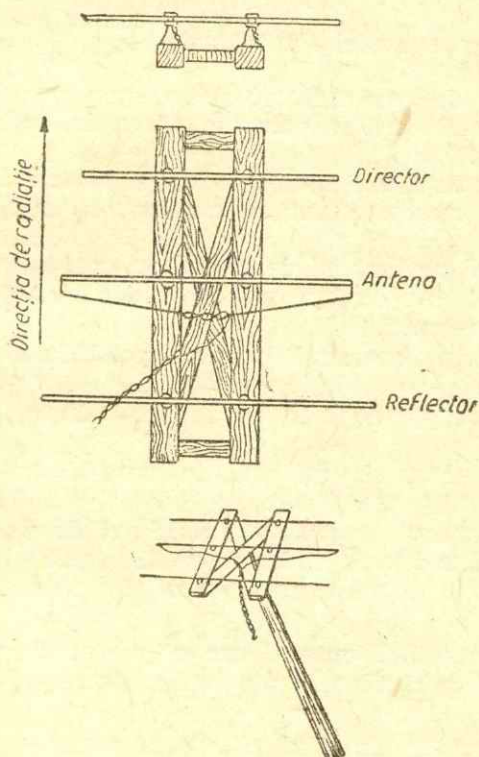


Fig. 197.

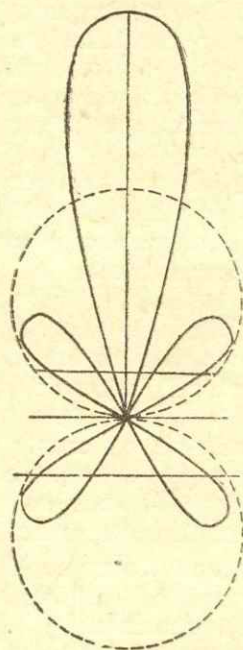


Fig. 198

Cuplajul antenei repliate cu emițătorul se realizează, la fel ca și la antena precedentă, cu ajutorul bobinei cuplate inductiv cu circuitul oscilant de ieșire al emițătorului. Radiația maximă a antenei este în planul perpendicular pe conductorul ei radiant.

În fig. 198 se arată diagrama de radiație a acestei antene.

Antenele cu armonici (Multiband)

Citeodată pentru stațiile de radioamatori se folosesc antene dintr-un singur conductor a cărui lungime este de câteva ori mai mare decât lungimea de undă folosită.

Într-o astfel de antenă există mai multe noduri și ventre de tensiune și curent, de-a lungul conductorului distribuindu-se mai multe semiunde.

Astfel de antene lucrează pe lungimi de câteva ori mai mari decât lungimea lor fundamentală, cu alte cuvinte pe armonicile lor, din care cauză se numesc antene cu armonici.

Un mare avantaj al acestor antene îl prezintă posibilitatea de a fi folosite în mai multe benzi.

Diagrama de directivitate va depinde de raportul dintre lungimea antenei și a unde folosite.

De obicei, antenele de acest tip au radiația maximă în câteva direcții.

Pe măsură ce crește numărul armonicilor, maximul de directivitate se apropie de axul conductorului (radiantului). Orientind în mod corespunzător antena, se poate asigura maximumul de radiație (sau recepție) în direcția dorită.

Deoarece diagrama directivității antenei are câteva maxime și o serie întreagă de lobi laterali, perturbațiile din mediul înconjurător se vor resimți puternic.

Datorită unei mai pronunțate directivități, antena cu armonici dă un semnal la recepție mai puternic decât dipolul în semiundă. Însă radioamatorii nu pot profita în total de acest avantaj, deoarece corespundenții lor sînt pe direcții diferite.

Trebuie însă să se știe că la trecerea de pe o gamă pe alta, directivitatea antenei se schimbă.

Antena cu armonici poate fi conectată direct la emițător sau receptor. De asemenea poate fi conectată printr-un fider, care se leagă fie la capătul antenei (ventrul tensiunii) fie la oricare ventru de curent (de dorit la mijlocul antenei). Fiderul nu se poate lega la nodurile de curent, deoarece prin aceasta se strică echilibrul între fazele celor 2 brațe.

Rezistența de radiație a antenei cu armonici depinde de raportul dintre lungimea antenei și lungimea de undă.

Valoarea aproximativă se poate determina cu ajutorul curbei din

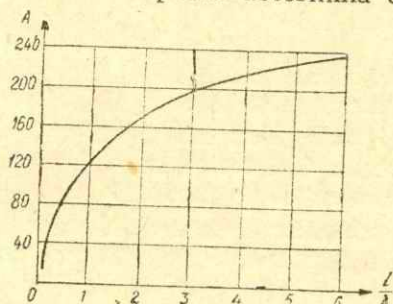


Fig. 199.

fig. 199 (nu se ține cont de influența pământului și a obiectelor înconjurătoare).

Valoarea rezistenței de radiație este necesară pentru calculul fiderului.

Antena cu armonici constituie o parte componentă a unor sisteme mai complicate, care au o largă întrebuințare la stațiile mari de radio. Un astfel de sistem îl constituie antena în „V”.

Antena în „V”

O astfel de antenă este compusă din 2 antene cu armonici, dispuse sub un astfel de unghi încât maximele lor de radiație coincid (fig. 200).

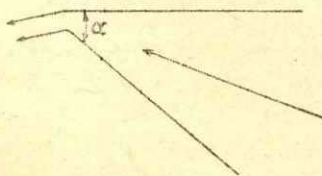


Fig. 200.

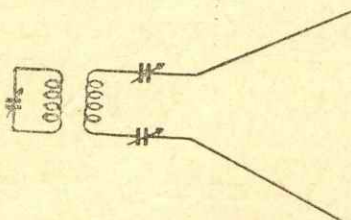


Fig. 201.

Ca rezultat al suprapunerii direcțiilor maxime de radiație ale celor două conductoare lungi, directivitatea rezultantă a sistemului, care este dirijată în lungul bisectoarei unghiului α , va crește.

Antena este bidirecțională.

Diagrama directivității și valoarea unghiului α depinde de lungimea celor două brațe ale antenei. Antena poate fi constructivă și unidirecțională, făcând-o să lucreze cu unde progresive, sau montînd în spatele ei un reflector (o a doua antenă similară). În condițiile de lucru ale radioamatorilor, acest lucru este greu de realizat.

Calculul antenei în „V”, în mod practic, se reduce la determinarea valorii unghiului pentru radiație maximă în plan vertical, pentru o înălțime egală cu $\frac{\lambda}{2}$.

Antenele cu laturile mai mari au o directivitate mai pronunțată și au un unghi de radiație mai mic în plan vertical. În acest fel, o antenă cu latura de 8λ atinge un coeficient de directivitate 15.

Antena în „V” poate fi folosită în mai multe benzi, cu toate că odată cu aceasta parametrii ei se modifică.

Pentru a ușura exploatarea este de dorit ca antena să fie legată direct la emițător. În fig. 201 este arătată una din variantele cuplării antenei la emițător.

În practica radioamatorilor se întrebuintează antene asemănătoare cu antenele în „V” propriu-zise, compuse din doi dipoli în semiundă.

Astfel de antene, spre deosebire de cele în „V”, nu conțin lobi în diagrama de directivitate.

O antenă de acest tip se compune din două antene în jumătate de lungime de undă A și A₁ (fig. 202) dispuse sub un unghi de 90° una față de alta. Alimentând fiecare antenă cu o pereche diferită de fideri, radiația maximă va fi direcția C—C₁ în ambele sensuri.

Antena monofilară în jumătate de lungime de undă, dacă este puțin influențată de obiectele din jurul ei, dă radiația maximă sub unghi drept față de direcția axului ei, adică a—a₁ pentru antena A și b—b₁ pentru antena A₁.

Legind ambele conductoare ale antenei la un fider triplu și făcând un comutator corespunzător, care să dea posibilitatea să se alimenteze fiecare conductor separat sau ambele conductoare împreună, se poate dirija radiația maximă pe oricare din direcțiile indicate.

Conductoarele fiderului se așază în triunghi, la distanțe egale între ele (circa 15...25 cm). Pentru a evita formarea de capacități între lamelele comutatorului, acestea trebuie dispuse cel puțin la 15 cm una de alta.

Lungimea conductorului radiant al antenei se calculează cu ajutorul formulei :

$$L = 0,475 \lambda$$

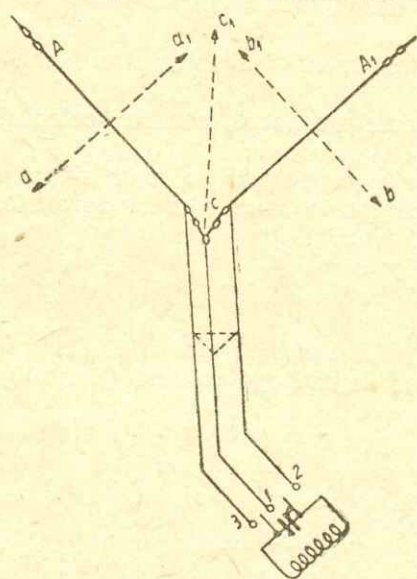


Fig. 202.

Lungimea fiderului se determină cu formula :

$$L = 0,9 \frac{\lambda}{4} \cdot n$$

în care n este un număr impar.

Operatorul stației de radio UA Ø UA S. Guliev (orașul Cita) a propus o antenă asemănătoare însă cu datele geometrice și de calcul întrucitva diferite (vezi revista „Radio“ nr. 12 din 1947).

El a suspendat două antene la o înălțime de 10...12 m sub un unghi de 60° una față de cealaltă (fig. 203) lungimea conductorilor orizontali fiind de 63 m.

Linia de fideri este compusă din 3 conductoare, iar lungimea fiecărui conductor este de 12 m. Fiderii se acordează cu ajutorul a două condensatoare variabile, conectate fie în paralel, fie în serie. Radiația maximă se obține pe direcția A—A₁, în ambele sensuri.

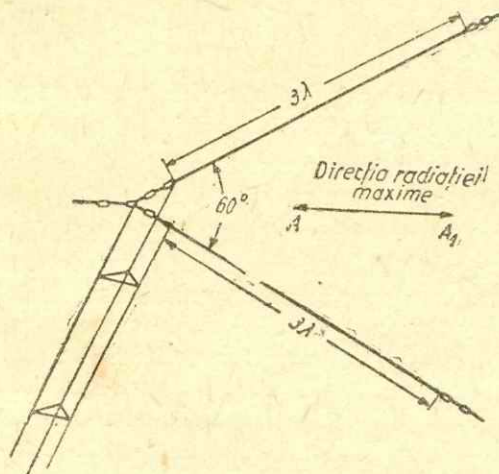


Fig. 203.

Antena rombică

Antena rombică este o formă mai evoluată a antenei în „V“ și este constituită prin imbinarea capetelor a două antene obișnuite în „V“. Directivitatea rezultantă a celor patru laturi, care pot fi considerate ca antene separate, este unilaterală și e îndreptată de-a lungul diagonalei mari a rombului.

Schema unei antene rombice este reprezentată în fig. 204. Săgeata indică direcția radiației maxime. Rezistența R , numită terminală, servește la formarea de unde progresive în conductoarele antenei.

Dimensiunile de bază necesare calculului antenei rombice sînt : lungimea laturii, mărimea unghiului (jumătatea unghiului obtus) și înălțimea deasupra solului. Calculul riguros al acestor mărimi este destul de complicat. Dăm mai jos datele aproximative ale unei antene rombice destinată lucrului pentru radioamatori în benzile de 7,14, 21 și 28 MHz. Aceste dimensiuni sînt următoarele : $l = 80$ m; $2\phi = 2.65^\circ$; $h = 17...20$ m (h — înălțimea antenei față de sol); $R = 600...700\Omega$.

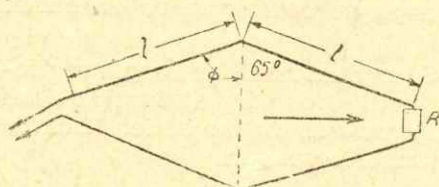


Fig. 204.

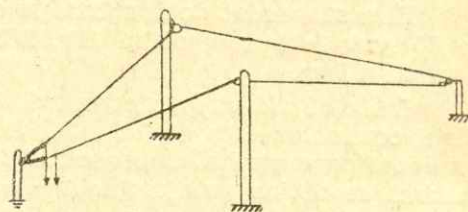


Fig. 205.

Cîștigul antenei rombice depinde de lungimea de undă pe care lucrează și poate atinge cifra 40.

Antena rombică este foarte mare, ocupă de asemenea o suprafață apreciabilă și se fixează pe patru piloni.

Schema acestei antene este arătată în fig. 205. În cazul de față, din motive constructive, s-au folosit doi piloni mari de care se fixează antena la vîrfurile unghiurilor obtuse ale rombului și doi piloni mai mici (4...6 m), de care se fixează vîrfurile unghiurilor ascuțite și, respectiv, rezistența terminală și capătul superior al fiderilor.

Toate dimensiunile acesteia se determină ca pentru rombul orizontal. Antena rombică înclinată are un cîștig mai mic în comparație cu antena orizontală, însă este mai ușoară de construit.

Rezistența terminală determină în antena rombică apariția unei progresive. Aceasta trebuie să fie pur ohmică, adică să nu prezinte o capacitate sau inductanță proprie. Trebuie menționat că pe această rezistență poate fi disipată pînă la jumătate din puterea de ieșire a emițătorului.

Pentru a se feri de umezeală, rezistența trebuie acoperită cu lac izolanț și introdusă într-o carcasă ermetică.

Pentru alimentarea antenei rombice se întrebuintează o linie de fideri cu undă progresivă. Dacă impedanța liniei este mai mare, de 600Ω , aceasta poate fi conectată direct, fără elemente de adaptare.

Între limitele $10...15^\circ$ de-o parte și de alta a direcției radiației maxime, alternarea intensității cîmpului nu este mare și în consecință se poate considera ca sector de acțiune al antenei un unghi de $20...30^\circ$

Antene „fir înclinat“ *)

De multe ori stațiile de radioamatori au posibilitatea să conecteze antena direct la emițător. Întrucât într-o astfel de situație nu se pune problema directivității sau a câștigului de putere, se poate utiliza în bune condițiuni o antenă „fir înclinat“.

Lungimea se calculează ținând cont de posibilitatea lucrului în mai multe benzi.

Un fir înclinat, lung de 39,5 m poate lucra pe 40,20, 14 și 10 m.

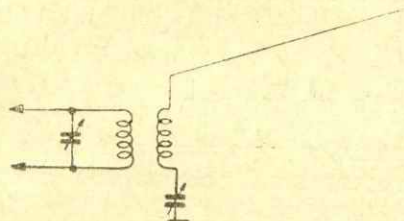


Fig. 206

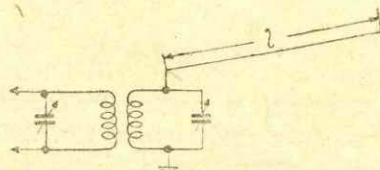


Fig. 207.

Schema cuplării unei astfel de antene cu emițătorul este arătată în fig. 206.

Aceeași antenă poate fi folosită și pentru 160 metri, folosind sistemul de cuplaj arătat în fig. 206. În acest caz se prezintă ca un radiant de 4 pus la pământ.

Dacă nu se lucrează pe 160 m, antena poate fi construită de două ori mai scurtă, adică de 19,8 m. Schema de cuplare pentru toate benzile vor fi aceeași.

Trebuie însă să se menționeze că antena cu fir înclinat, cuplată cu etajul final după schema din fig. 207, va avea la capăt un ventru de tensiune și un nod de curent. Din această cauză, este imposibil a se folosi pentru acordul antenei un indicator de curent (ampermetru termic, bec etc.). În acest caz se va folosi un indicator de tensiune (bec cu neon sau voltmetru electric).

ANTENE DIRECTIVE ROTATIVE

Radioamatorii de unde scurte comunică prin radio cu corespondenți situați în diferite direcții. În această situație, întrebuintarea unei singure antene cu directivitate redusă nu dă rezultate bune. Soluția cea mai bună o constituie întrebuintarea unei antene cu diagrama de radiație dirijată. Cu ajutorul unor astfel de antene se pot recepționa cu tăria maximă orice stațiuni, asigurând concentrarea puterii radiate în orice direcție dorită.

Variația diagramei de directivitate se obține în practica radioamatorilor de obicei prin rotirea mecanică a antenei. Însă acest pro-

*) N. Tr. Long wire.

cedeu poate fi aplicat numai în benzile de 10, 14 și 20 m, deoarece dimensiunile antenei, care sînt proporționale cu lungimile de undă, sînt relativ mici. În benzile de peste 20 m, antenele au dimensiuni prea mari.

În practica radioamatorilor sînt larg răspindite în special antenele directive rotative cu utilizarea elementelor pasive. După principiul de funcționare și după parametrii electrici, antenele rotative nu se deosebesc de cele fixe.

Cele mai întrebuițate sînt antenele cu elementele dispuse orizontal, construcția lor fiind mai ușoară.

Dimensiunile și construcția elementelor

Formulele pentru calcularea elementelor și a distanței între ele au fost date mai sus. În fig. 208, este reprezentată schema unei antene cu trei elemente, cu un reflector și un director.

Dimensiunile de bază ale antenei sînt indicate în această schemă cu litere. În tabela 27 sînt date dimensiunile antenelor pentru benzile de amatori de 10, 14 și 20 m. Cu ocazia acordării antenei aceste dimensiuni urmează să fie oarecum ajustate.

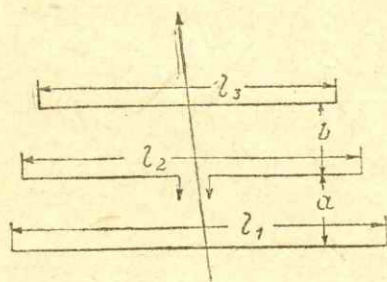


Fig. 208.

Dacă antena se compune nu din țevi ci din două elemente, se iau dimensiunile corespunzătoare elementelor existente.

Elementele se confecționează din țevi de duraluminu, cupru sau oțel (cu inveliş de cupru) avînd un dimetru de 8...12 mm.

Pentru acordarea antenei trebuie prevăzută posibilitatea de a modifica lungimea elementelor pasive în limitele $\pm 5\%$. Pentru aceasta, capetele elementelor trebuie să fie prevăzute cu secțiuni mobile, denumite secțiuni telescopice (fig. 209).

Tabela 27

Banda (m)	Dimensiuni în cm				
	C ₁	C ₂	C ₃	a	b
10	535	505	490	160	105
14	720	670	635	215	145
20	1070	1010	980	322	215

Elementele pasive trebuie să fie întrerupte la mijloc, iar porțiunea întreruptă se scurtcircuitează cu o punte mobilă (fig. 210). Acordarea se face prin mutarea acestei punți.

În elementul activ nu sînt necesare dispozitive de reglare.

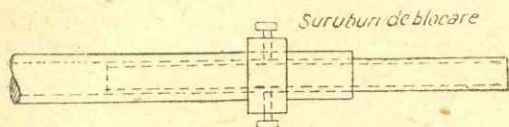


Fig. 209.

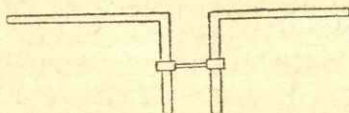


Fig. 210.

Suportul

Suportul elementelor se execută de obicei din lemn, de exemplu din pin uscat, care este relativ ușor și are suficientă rezistență mecanică.

Suportul este dimensionat ținînd seama nu numai de greutatea antenei însăși, dar și de acțiunea vîntului, zăpezii și a poleiului.

În fig. 211 este reprezentată schița unei antene rotative. Pentru această antenă, în loc de o țeavă metalică cu pereți groși se poate întrebuința un pilon de lemn. Destul de sigur este și pilonul în formă de grindă, însă construcția lui este mai complicată. Construcția unui astfel de pilon este arătată în fig. 212. Cu ocazia executării pilonului trebuie observat ca piesele lui să fie solid legate și pilonul să fie bine fixat pe acoperișul casei. Cînd pilonul are o înălțime de 5...8 m este absolut necesar ca el să fie prevăzut cu un rînd sau chiar două rînduri de ancore. Pentru a evita dimînuarea sau absorbirea energiei radiate, ancorele trebuie izolate în porțiuni de 2...3 m.

Cuplarea antenei cu linia

O antenă cu elemente pasive are o impedanță de intrare redusă. Dacă vom neglija rezistența ohmică a elementelor, impedanța de intrare **va fi în** limitele de la 25 pînă la 8Ω . În acest caz adaptarea directă a antenei este imposibilă deoarece linii cu astfel de reactanțe caracteristice nu se fabrică. Pentru adaptare se folosește mai ales un fider din cablu coaxial sau din conductor răsucit, dimensionat pentru un sfert din lungimea de undă.

În cazul întrebuințării unei antene repliate drept element activ (radiant), cuplajul se poate face direct. Cînd ambele conductoare (superior și inferior) au aceleași diametre, impedanța de intrare a antenei crește de patru ori, iar dacă diametrul conductorului superior este de două ori mai mare, impedanța de intrare crește de 9 ori.

Dacă antena are un singur element pasiv — reflectorul, — atunci în cazul întrebuințării antenei repliate din conductoare identice, impedanța de intrare va fi egală cu $25 \times 4 = 100\Omega$ în loc de 25Ω .

În cazul unei antene repliate cu patru elemente al cărui conduc-

tor superior are un diametru de două ori mai mare decât diametrul conductorului inferior, impedanța de intrare va fi egală cu $8 \times 9 = 72 \Omega$.

Acest lucru a mai fost menționat la capitolul „Antene cu mai multe elemente” când s-a descris construcția unei antene repliate cu 3 elemente.

Această impedanță de intrare permite cuplarea directă a cablului coaxial de radiofrecvență.

În construcția antenelor rotative, cuplajul elementului cu linia este de obicei dificil.

Cuplajul cel mai frecvent este cuplajul flexibil (fig. 211).

Cablul sau conductoarele răsucite se introduc în țeava de susți-

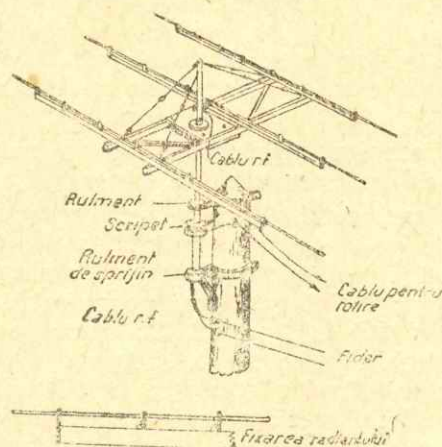


Fig. 211.

nere a antenei și la rotirea acesteia sînt ușor răsucite. Această construcție poate fi întrebuințată numai cu condiția ca antena să nu facă mai mult de o singură rotație.

Mai rar se întrebuințează cuplajul prin intermediul unor inele de contact fixate pe partea rotativă a construcției. Aceste inele intră

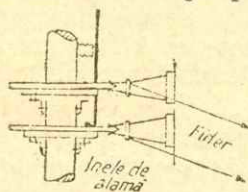


Fig. 212.

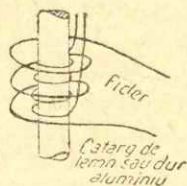


Fig. 213.

în niște fălci elastice situate pe suportul fix. Linia se cuplează la fălci (fig. 212).

Cuplajul inductiv (fig. 213) este mai greu de realizat și de aceea este mai rar întrebuințat.

În cazul acestui cuplaj, pe construcția rotativă se fixează o bobină conectată la element, iar a doua bobină, cuplată cu linia, este fixă. Aceasta implică un calcul și o alegere complicată a cuplajului optim, ceea ce împiedică răspindirea pe scară largă a acestui procedeu.

FIDERI

Destinația fiderilor

Fiderii sint destinați pentru transportul curenților de radiofrecvență de la emițător la antenă sau de la antenă la emițător. Între fiderii antenelor de recepție și cei ai antenelor de emisie nu există o deosebire principală. Există doar o deosebire în construcția lor, determinată de diferitele mărimi ale puterii transferate.

Din acest punct de vedere, într-un fider de calitate transportul energiei trebuie să se facă cu eficacitate maximă (pierderile trebuie să fie minime).

În afară de aceasta, fiderii nu trebuie să radieze și nici să recepționeze. O linie radiantă va deforma diagrama de directivitate a antenei, va crea pierderi suplimentare în obiectele înconjurătoare, reducând prin aceasta eficacitatea totală a emisie. Dacă fiderii vor recepționa, parazitii locali se vor manifesta puternic, deoarece fiderii trec de obicei pe lângă diferite instalații electrice.

Construcția fiderilor

Cel mai frecvent fider este cel cu două conductoare. Pentru ca fiderul să nu radieze, este necesar ca ambele conductoare să creeze în spațiul înconjurător cimpuri magnetice egale și de sens opus. Atunci în jurul fiderului nu va exista cîmp magnetic și prin urmare acesta nu va radia.

Pe acest principiu se bazează cele citeva construcții de fideri descrise mai jos.

Linia cu două conductoare se compune din două conductoare paralele, suspendate la o distanță mică unul de celălalt. Pentru menține-

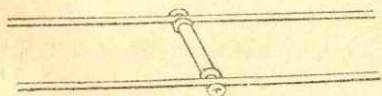


Fig. 214.

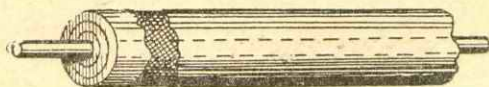


Fig. 215

rea continuă a acestei distanțe, între conductoare se prevăd distanțiere izolante (fig. 214).

O astfel de linie este mai simplă din punct de vedere constructiv și a căpătat o largă răspindire, cu toate că datorită distanței dintre conductoare cîmpurile nu se compensează total și există totuși o mică radiație. O variantă a acestei linii o reprezintă două conductoare izo-

late răsucite. Această linie poate fi întrebuințată la stațiunile de recepție și la cele de emisie de puteri reduse. Utilizarea ei la emițătoarele puternice este de nedorit, din cauza creșterii excesive a pierderilor în izolația conductoarelor.

Linia coaxială (fig. 215) reprezintă un tub metalic sau metalizat în care (de-a lungul axului) este fixat un conductor. Acesta este unul din conductoare, iar tubul propriu-zis, celălalt. Pentru fixarea conductorului interior se întrebuințează șaibe izolate, dispuse la anumite intervale, precum și izolarea totală a spațiului dintre conductor și tub.

Liniile coaxiale se execută de obicei flexibile, cu un înveliș de plumb sau cu un înveliș special împletit. În acest caz ele poartă denumirea de cabluri coaxiale de radiofrecvență. Aceste cabluri sînt foarte comode pentru montaj, mai ales în orașe, unde montarea liniei aeriene este dificilă. Cablurile se fixează direct pe pereții clădirii. Izolația cablurilor de radiofrecvență trebuie să satisfacă condițiuni speciale în privința pierderilor; cu toate acestea, pierderile de energie în cabluri sînt mai mari decît în liniile aeriene. Practic cablul nu radiază, învelișul exterior funcționînd ca ecran.

Viteza de propagare a curentului prin cablul de radiofrecvență este mai mică decît prin linia aeriană; în unele cazuri acest lucru este foarte important pentru determinarea lungimii liniei.

Impedanța caracteristică a fiderilor

Impedanța caracteristică constituie o caracteristică a oricărei linii și implicit, și a liniei de legătură. Ea depinde de construcția liniei, de diametrul conductoarelor și de distanța dintre ele și nu depinde de lungimea propriu-zisă a liniei. Impedanța caracteristică se măsoară în Ω și poate fi determinată din următoarele formule:

Pentru linia cu două conductoare:

$$W = 276 \lg \cdot \frac{D}{r},$$

în care W este impedanța caracteristică, în Ω ;

D — distanța dintre axele conductoarelor;
 r — raza conductorului.

Mărimile D și r trebuie exprimate în unități identice de exemplu în mm.

Dacă între conductoarele liniei nu există izolatori aerfeni, valoarea impedanței caracteristice se schimbă.

Pentru calcul (cînd intervalul dintre conductoare este complet izolat) se introduce un coeficient de rectificare. $\frac{1}{\sqrt{\epsilon}}$ în care ϵ este constanta dielectrică a izolației.

Impedanța caracteristică a unei linii aeriene cu două conductoare poate fi determinată de asemenea și din graficul din fig. 216.

Impedanța caracteristică a unei linii cu un singur conductor se determină cu o precizie aproximativă din următoarea formulă (se presupune că pământul este un conductor ideal) :

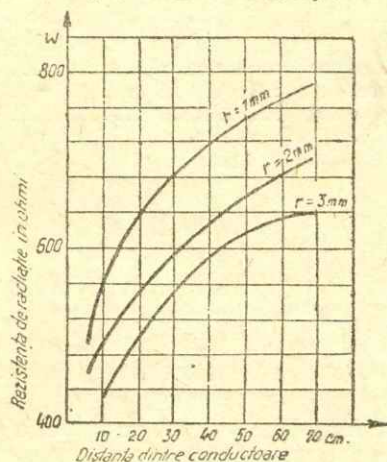


Fig. 216.

$$W = 120 \lg \frac{4h}{d}$$

in care :

W — este impedanța caracteristică în Ω ;

h — înălțimea la care este suspendată linia, în mm ;

d — diametrul conductorului, în mm.

Impedanța caracteristică medie a unei linii cu un singur conductor este de 600...700 Ω .

Lungimea electrică a fiderului

Lungimea electrică a unui fider se exprimă în lungimi de undă, și se calculează ținându-se seama de repartizarea reală a ventrelor și nodurilor și de viteza reală de propagare a undelor electromagnetice de-a lungul fiderului. Viteza de propagare într-o linie cu izolatori aerieni este aproape egală cu viteza de propagare a luminii, iar lungimea de undă se determină din formula :

$$\lambda_m = \frac{300.000}{f(\text{kHz})}$$

În cazul conductorului izolat viteza de propagare se micșorează cu

$$\frac{1}{\sqrt{\epsilon}} \text{ ori}$$

Valorile aproximative ale acestui coeficient de rectificare sînt date în tabela 28.

Tabela 28

Tipul fiderului	Coeficientul de rectificare
Linii aeriene cu două și patru conductoare	0,975
Cablu de radiofrecvență cu izolație continuă (polietilen)..	0,65
Cablu răsucit izolat cu cauciuc	0,56...0,65

Pierderi în fideri

O parte a energiei transportată prin fideri se pierde prin încălzirea acestora. Pierderile se produc datorită rezistenței ohmice a fiderului și sint proporționate cu patratul intensității curentului. Pentru a le micșora, trebuie să se reducă intensitatea curentului. În liniile aeriene, pierderile prin încălzirea izolației sint neînsemnate. În liniile de tip coaxial cu izolație solidă și în special cu izolație de cauciuc, ele cresc considerabil. Foarte mari sint pierderile în izolație la ventrele de tensiune, în prezența undelor staționare. Pierderile vor fi și mai mari în cazul unor linii mai lungi și în special la cele cu izolație de cauciuc, care lucrează în regimul cu unde staționare. În regimul de unde progresive, pierderile vor fi mult mai mici.

Fideri cu unde progresive

Pentru a crea condițiuni optime transportului de energie prin fideri, aceștia trebuie adaptați la rezistența de sarcină, care este antena emițătorului sau intrarea receptorului. Această adaptare se realizează atunci cînd rezistența de sarcină este egală cu reactanța caracteristică a fiderului. În acest caz, linia va avea o undă progresivă pură, fără reflexie la capetele ei și fără noduri și ventre ale curentului și tensiunii, și deci randamentul va crește. Pe lângă mărirea randamentului fiderului, devine mai ușoară însăși construcția acestuia, el putînd să aibă orice lungime și neavînd nevoie de acordare.

Adaptarea fiderului la antenă se face prin diferite procedee.

Cel mai simplu procedeu constă în alegerea dimensiunilor fiderului după impedanța de intrare a antenei și conectarea directă a acestuia. În acest caz, cuplajul cu emițătorul sau receptorul trebuie calculat și ales în concordanță cu reactanța fiderului.

Acest procedeu este admisibil pentru majoritatea tipurilor de antene, cu excepția celor cu impedanța de intrare redusă, a căror construcție este dificilă, deoarece curenții din fideri ating valori mari și prin urmare, pierderile din aceștia cresc considerabil. Valorile optime ale reactanțelor caracteristice pentru liniile aeriene reprezintă 200...600 Ω iar pentru cablurile coaxiale de radiofrecvență 70...1000 Ω .

Dacă reactanța caracteristică a fiderilor diferă de impedanța de

intrare a antenei, între fideri și antenă este necesară conectarea unei secțiuni de adaptare. Să examinăm metodele de adaptare cele mai frecvente.

Adaptarea prin alegerea punctelor de conectare a fiderului la antenă

Această metodă se aplică la antenele alimentate printr-un singur fider și la antenele alimentate în șunt (Δ). La deplasarea punctului de conectare a fiderului de-a lungul antenei în jumătate lungime de undă, valoarea impedanței de intrare a acestuia va fi diferită. Reactanța caracteristică a fiderilor se ia pentru aceste antene, egală cu 600Ω .

Punctele de conectare a fiderului la antenă se aleg astfel ca impedanța de intrare a acesteia să fie de asemenea egală cu 600Ω .

Adaptarea printr-un segment de fider într-un sfert lungime de undă

Acest segment, încărcat cu o sarcină, are o impedanță de intrare la capătul opus egală cu :

$$R_{\text{int}} = \frac{W^2}{R_{\text{sar}}}$$

unde R_{int} — este impedanța de intrare a segmentului pe un sfert lungime de undă ;

R_{sar} — rezistența de sarcină a segmentului.

Dacă acest segment este conectat între fiderul propriu-zis și antenă, atunci drept R_{sar} va servi impedanța de intrare a antenei, iar segmentul trebuie adaptat la R_{int} (fig. 217 a). Această adaptare se face ușor prin alegerea reactanței caracteristice a segmentului. Pentru a obține adaptarea $R_{\text{int}} = W_e$. (W_e este reactanța caracteristică a fiderului propriu zis) reactanța caracteristică a segmentului de adaptare trebuie să fie egală cu :

$$W = \sqrt{W_e \cdot R_{\text{sar}}}$$

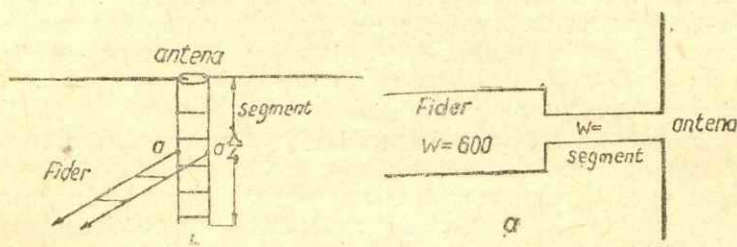


Fig. 217.

Adaptarea cu ajutorul secțiunii repliate

În acest caz între antenă și fider se conectează un segment de adaptare pe un sfert lungimea de undă, însă reactanța caracteristică a

acesteia poate fi aceeași ca și pentru linia propriu zisă, adică secțiunea de adaptare se execută din același conductor și cu aceeași distanță între conductoare ca și linia propriu zisă. Dacă se conectează acum linia de legătură la segmentul de adaptare, așa cum este arătat în fig. 217-b, gradul de adaptare va depinde de poziția punctelor a—a. Punctele de conectare a liniei se aleg de obicei pe cale experimentală.

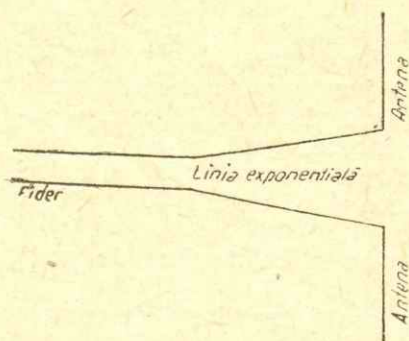


Fig. 218.

Adaptarea printr-o linie exponențială.

Deseori, drept segment de adaptare se întrebuințează o porțiune de linie a cărei reactanță caracteristică variază liniar. Distanța dintre conductoarele acestei linii crește treptat. De asemenea se mai folosesc linii la care distanța dintre conductoare rămâne fixă însă fiecare conductor este, la rîndul său, compus din alte două conductoare ce se distanțează treptat, ceea ce echivalează cu mărirea treptată a diametrului său. La unul din capetele acestei linii exponențiale, reactanța caracteristică devine egală cu reactanța caracteristică a fiderului, iar la celălalt capăt — egală cu rezistența antenei. Schema unei linii exponențiale este dată în fig. 218.

Fideri cu unde staționare

Fiderii cu unde staționare pot fi considerați ca părți ale antenelor însăși, astfel construite, încît în ambele conductoare ale fiderilor curenții să aibă sensuri opuse și, ca urmare, cîmpurile create de ei să se compenseze reciproc. Repartizarea curentului și a tensiunii pe fider este determinată de tipul antenei. Există două metode de conectare a fiderului cu unde staționare la antenă: a) fiderul este conectat la antenă într-un ventru de tensiune — alimentare în tensiune — și, b) fiderul este conectat la antenă într-un ventru de curent — alimentare în curent.

Lungimea fiderului nu poate fi oarecare. Ea trebuie să fie egală cu un număr par de sferturi de undă. Practic, se admite o oarecare abatere de la lungimea exactă (de preferat spre valori superioare), însă această abatere este compensată la acordarea fiderului. În acest scop, la fiecare conductor al fiderului se conectează un condensator cu capacitate variabilă.

Lungimea fiderului (numărul de sferturi de undă) și metoda aleasă de alimentare a antenei (în curent sau tensiune) determină schema legăturii cu emițătorul.

Dacă în locul de conectare a fiderului la emițător este un ventru de tensiune, se utilizează, la ieșirea emițătorului, schema simetrică, iar în cazul ventrului de curent — schema asimetrică.

Schema simetrică se alege mai rar, deoarece în acest caz, antena poate fi folosită mai greu pentru recepție, majoritatea receptoarelor de radioamator avînd circuitul de intrare asimetric. În afară de aceasta, măsurarea curentului în linie, în cazul schemei simetrice, este dificilă.

Dacă antena este excitată în curent, lungimea liniei trebuie să fie egală cu un număr par de sferturi din lungimea de undă

$(2/4\lambda, 4/4\lambda, 6/4\lambda, \text{etc.})$.

În cazul excitației în tensiune, lungimea liniei trebuie să fie egală cu un număr impar de sferturi din lungimea de undă

$(1/4\lambda, 3/4\lambda, 5/4\lambda, \text{etc.})$.

Repartizarea curentului în linie și antenă este arătată în fig. 219.

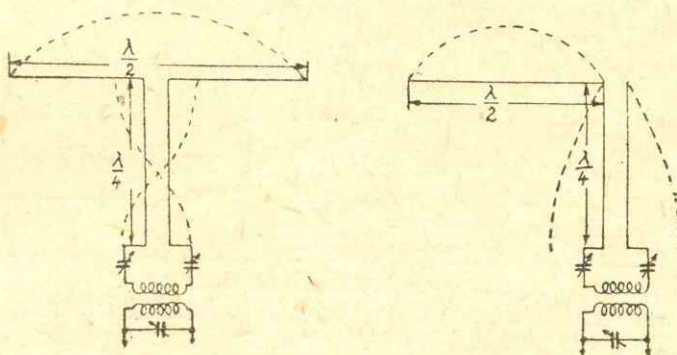


Fig. 219.

În cazul schemei simetrice regula de mai sus se aplică în sens invers, adică fiderul, în cazul excitației în curent, are o lungime egală cu un număr impar de sferturi de lungime de undă.

La determinarea lungimii liniei de fideri trebuie considerată lungimea electrică și nu cea reală. Distanța dintre conductoarele fiderului determină reactanța caracteristică a acestuia și se ia de obicei de 15...25 cm.

Pentru executarea unei antene simetrice avînd linia de alimentare (fiderul) cu unde staționare, este necesar să se calculeze lungimea propriu zisă a antenei, adică a elementului radiant, și să se determine lungimea fiderului și acordarea acestuia în toate benzile necesare.

Lungimea radiantului se calculează din formula :

$$l = 0,47 \lambda$$

Lungimea liniei trebuie să aibă un număr impar de sferturi din lungimea de undă și se calculează cu formula :

$$l = 0,9 \frac{\lambda \cdot n}{4}$$

în care n — este numărul impar de $\frac{\lambda}{4}$, iar 0,9 — coeficientul de influență asupra liniei a obiectelor din apropiere și a bobinelor de cuplaj.

În cele mai frecvente cazuri linia este cuplată cu emițătorul inductiv.

În cazul emițătorului asimetric, dispoziția bobinei de cuplaj influențează asupra micșorării cuplajelor capacitive parazite și ea trebuie cuplată la capătul „rece”. La emițătorul simetric cuplajul trebuie să fie simetric, bobina de cuplaj se introduce exact la mijlocul bobinei

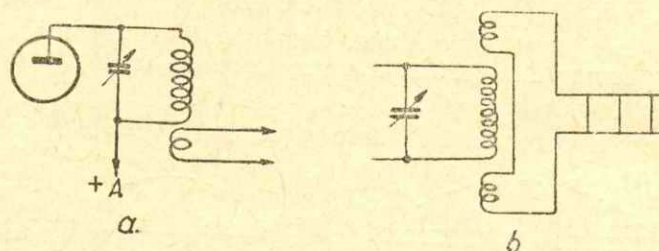


Fig. 220.

circuitului de ieșire al emițătorului (fig. 220 a) sau se împarte în două (fig. 220 b), fiecare jumătate cuplându-se cu capătul respectiv al bobinei circuitului de ieșire.

Linia trebuie acordată pe frecvența fundamentală a antenei sau pe orice armonică impară a frecvenței de lucru.

Pentru exemplificare, se va calcula o antenă pentru benzile de 10, 14, 20 și 40 m. Cea mai lungă antenă va fi antena de 40 m calculată în mijlocul benzii adică pentru 42 m.

Lungimea ei se determină din formula :

$$l = 0,47 \lambda ; l = 0,47 \times 42 = 19,74 \text{ m.}$$

Lungimea fiderului nu trebuie să depășească 30 m deoarece în caz contrar cresc pierderile :

$$l_i = 0,9 \frac{\lambda}{4} \cdot n ;$$

$$\text{la } n = 1 \quad l_{i_1} = \frac{0,9 \cdot 42 \cdot 1}{4} = 9,45 \text{ m ;}$$

$$\text{la } n = 3 \quad l_{i_3} = \frac{0,9 \cdot 42 \cdot 3}{4} = 27,35 \text{ m ;}$$

Pentru banda de 20 m, lungimea fiderului trebuie întrucîtva schimbată.

$$\text{la } n = 1 \quad l'_1 = \frac{0,9 \cdot 21 \cdot 1}{4} = 4,72 \text{ m ;}$$

$$\text{la } n = 3 \quad l'_{i_3} = \frac{0,9 \cdot 21 \cdot 3}{4} = 14,16 \text{ m.}$$

Pentru banda de 14 m, lungimea fiderului va fi = 3,15 și respectiv 9,45 m.

În banda de 10 m lungimea acestuia poate fi luată egală cu 2,2—6,6 sau 11 m.

Pentru trecerea rapidă de pe o bandă pe alta, fără scurtarea fiderului, se folosește acordul în serie sau paralel al acestuia, cu ajutorul condensatoarelor variabile, de capacitate 200...400 pF.

Dacă lungimea proprie de undă a unui fider este ceva mai mare decât cea a antenei sau a armoniceii ei impare (mai mare de λ , 3λ , 5λ), se aplică acordul în serie (fig. 221).

Cind lungimea de undă proprie este mai mare decât armonica pară a lungimii de undă a antenei (mai mare de 2λ , 4λ , 6λ), se aplică acordul în paralel (fig. 222). Aceasta permite să se adapteze orice linie la banda dorită prin utilizarea unuia sau altuia dintre sistemele de acord menționate.

În tabela 29 sînt date valorile optime ale lungimilor conductoarelor fiderilor și sînt arătate metodele de acordare a lor pentru toate benzile de amator.

Cu ocazia construirii fiderului, lungimea sa trebuie astfel aleasă încît să poată fi ajustată prin conectarea în paralel sau în serie a condensatoarelor variabile.

O condiție foarte importantă la construcția fiderilor este simetria lor, adică ambele conductoare să aibă aceeași lungime. Chiar la o mică diferență de dimensiuni a conductoarelor, curentul și tensiunea se repartizează asimetric, prejudiciind astfel avantajul principal al fiderului: lipsa radiației.

Distanța dintre conductoare se ia astfel încît cîmpurile magnetice ale acestora să se atenueze reciproc, iar variația capacității dintre ele, datorită deplasării liniei sub acțiunea vîntului, să nu influențeze prea mult acordul liniei și să nu micșoreze puterea radiată.

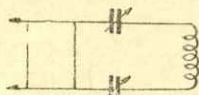


Fig. 221.

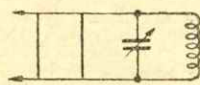


Fig. 222

Tabela 29

Lungimea fiecărui conductor (m)	7000 kHz (40 m)	14000 kHz (20 m)	21000 kHz (14 m)	28000 kHz (10 m)
28,5	serie	paralel	paralel	serie și paralel
15,45	paralel	„	„	serie
9,45	serie	„	„	serie și paralel
4,72	paralel	serie	serie și paralel	paralel
2,2	„	paralel	paralel	serie

Practica a arătat că cea mai bună distanță între conductoare este de 20...25 cm.

Distanțierile fiderului se fac din lemn parafinat, ebonită sau sticlă și se montează la intervale de 80...100 cm. Conductorul pentru fideri și antenă este același și se alege din cupru tare, cu diametrul de 2...3 mm. Fiderul trebuie să fie fixat rigid pentru a i se reduce la minimum deplasările.

Acordarea fiderului se face în felul următor: Deconectind fiderul de la radiant, se întinde din nou antena, iar fiderul se cuplează slab cu emițătorul. După aceasta, se acordează la rezonanță și se notează poziția indicatoarelor pe scalele condensatoarelor variabile. Se coboară din nou antena și se conectează fiderul la radiant, după care antena și fiderul se ridică definitiv și se acordează pentru a doua oară la rezonanță.

Dacă rezonanța se obține în aceeași poziție a condensatoarelor de acord, înseamnă că antena este exact calculată și invers, dacă capacitatea a crescut, aceasta înseamnă că partea radiantă este scurtă, iar dacă s-a micșorat, că este lungă.

III. ANTENE DE RECEPȚIE

În prezent, chiar în cazul receptoarelor de calitate superioară se dă o atenție deosebită antenei.

Folosirea unei antene de bună calitate ameliorează recepția în mare măsură, micșorează nivelul paraziților industriali și, dacă nu este prea lungă, sporește întrucâtva selectivitatea receptorului.

Elementele de bază ale unei antene de recepție sînt înălțimea efectivă, care depinde în special de înălțimea geometrică de suspendare, inductanța și capacitatea sa, care sînt elemente legate de dimensiunile geometrice ale acesteia.

Pentru recepția undelor scurte în condițiile amatorilor, antena nu este de obicei mai lungă de 10...15 m și mai înaltă de 8...10 m.

Pentru receptoarele de unde scurte, pot fi folosite ca antene, diferite antene monofilare în formă de „L”, monofilare în formă de „T”, verticale ori înclinate, antene cu capacitate terminală (antene umbrelă) și, în sfîrșit, antene speciale.

Pentru o operativitate mai mare în timpul legăturilor în special în timpul concursurilor, cînd fiecare comutare joacă un rol, precum și pentru reducerea diferitelor perturbații, este necesar să se folosească pentru recepții diferite antene speciale.

Cu toate că tipul de antenă preferat este antena exterioară, nivelul înalt al paraziților din orașe nu permite ca proprietățile acestui tip de antenă să fie în întregime folosite. Antenele exterioare în condițiile de lucru urbane, pot fi mai mult sau mai puțin eficiente, în funcție de măsurile speciale care se iau pentru atenuarea nivelului paraziților la intrarea în receptor. Acest gen de antene se numesc antiparazite.

Toate tipurile de antene antiparazite se pot împărți în următoarele grupe de bază :

1. antene ale căror coboriri nu sînt propice pentru recepționarea unei anumite categorii de unde electromagnetice și care sînt protejate de cuplaje capacitive de paraziți ;

2. antene la care atenuarea nivelului de paraziți se obține prin compensare.

Cîștigul în calitatea recepției la antenele antiparazite se obține exclusiv datorită atenuării nivelului de paraziți. Totodată antenele antiparazite atenuează și nivelul semnalului util și nu atenuează nivelul paraziților atmosferici. Întrebuințarea antenelor antiparazite în condițiunile rurale, unde nivelul paraziților este mic, nu dă rezultate din cele mai bune, ci, din contra, poate duce la înrăutățirea recepției prin atenuarea semnalului la intrarea receptorului.

Din acest motiv nu se recomandă utilizarea acestor antene la receptoarele puțin sensibile, deoarece calitatea recepției se va înrăutăți.

Antene antiparazite cu coborire ecranată

În spațiul din imediata vecinătate a clădirilor influența paraziților industriali este maximă. Din acest motiv, antenele construite special pentru atenuarea paraziților, se folosește coborirea ecranată, care împiedică în mare măsură recepționarea acestora prin intermediul fideului. S-a constatat că majoritatea paraziților industriali se atenuează simțitor pe măsură ce crește distanța dintre sursa lor și receptor.

Astfel, la o distanță de 10...15 m de la sursă sau de la conductoarele de-a lungul cărora se propagă paraziții, nivelul lor devine foarte scăzut. Din această cauză, partea activă a antenelor antiparazite se și plasează perpendicular și nu mai aproape de 10...15 m de diferite linii electrice de transport de energie, linii de tramvai, etc., care sînt surse importante de paraziți și cît mai departe de clădiri cu acoperișuri metalice în a căror vecinătate cîmpul perturbator este maxim. În asemenea situații, este mai rațional să se folosească antene a căror parte activă este formată din conductoare orizontale, deoarece în acestea f.e.m. a paraziților este minimă, dacă partea activă a antenei nu se află în imediata apropiere de sursele paraziților sau conductoarele de-a lungul cărora se propagă aceștia.

Mai simplă în construcție este antena a cărei coborire se execută din cablu coaxial.

O astfel de antenă, avînd o coborire de 10...15 m, dă o atenuare simțitoare a paraziților. În cazul unei coboriri mai lungi, acțiunea de ecranare a cablului este diminuată, iar cînd acesta depășește 25...30 m, atenuarea devine nulă. În afară de aceasta, paraziții acționează nu numai asupra conductorului central ci și asupra ecranării. Rezultate ceva mai bune se obțin atunci cînd porțiunea neecranată a antenei este mai scurtă.

Antenele cu coborire bifilară sînt mai eficace în ceea ce privește paraziții. Dacă în localitatea în care se află receptorul sursele pertur-

batoare sînt numeroase (tramvaie, troleibuze, întreprinderi industriale etc.) antenele trebuie dispuse neapărat la o distanță cît mai mare de conductoare și linii, mai raționale fiind în aceste condiții, antenele telescopice verticale scurte, cu coborîre ecranată sau antenele cu „capacitate terminală”.

Antena telescopică poate fi executată dintr-o prăjină oarecare de lemn lungă de 3 m, pe care se bobinează cu conductor izolat cu diametrul de 1 mm, pasul bobinajului poate fi de 2...4 cm (fig. 223). Pentru partea activă a antenei poate fi folosit conductorul de tip ППГН sau ЭЛ folosit în instalațiile exterioare sau cablul ИП ce trebuie însă inițial despletit și impregnat în parafină, cerezină sau smoală.

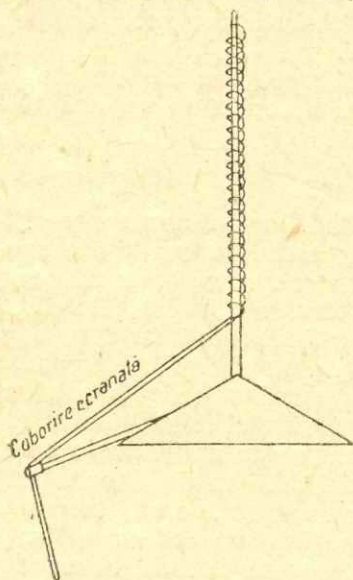


Fig. 223.

Partea activă a antenei cu capacitate terminală poate fi executată sub forma unei „mături” sau „stele” compusă din conductoare rigide dispuse ca în fig. 224.

Pentru coborîre este mai bine să întrebuițăm cablu coaxial de RF. Unul din capetele conductorului central al acestuia se leagă la capătul porțiunii active a antenei, iar celălalt capăt (inferior) la borna antenă a receptorului.

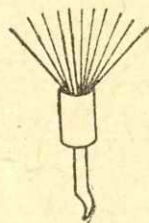


Fig. 224.

Învelișul metalic al cablului se leagă la borna „pămînt”.

La celălalt capăt al cablului, ecranajul poate fi legat de acoperișul metalic al clădirii. Dacă prin

conectarea ecranului la acoperiș se produc paraziți, se va deconecta de la acesta și se va lega la capătul de sus o contragreutate compusă din 3...4 conductoare. Cablul se introduce în clădire printr-un orificiu prevăzut în geam. El trebuie dus către receptor și conectat direct la borna „antenă” a receptorului. Aici ecranajul cablului se leagă chiar cu șasiul receptorului.

Se recomandă în acest scop cablul coaxial sovietic B4KC-1. Se pot folosi și cablurile PK-6-8, PK-6 și altele. În locul cablurilor menționate poate fi utilizat și conductorul „Mag.eto” în cazul cînd coborîrea nu este lungă. Dacă folosim un conductor mai lung de 7...10 m acțiunea de ecranare este complet diminuată, iar semnalul în cablu scăzut.

Antene antiparazite, pentru toate benzile, cu coborire bifilară

Antenele antiparazite cu coborire bifilară diferă de antenele cu coborire monofilară prin aceea că în locul cablului coaxial se folosește cablul răsucit. Antenele cu coborire bifilară au următoarele proprietăți, în comparație cu antenele cu coborire monofilară ecranate: acțiune antiparazită ridicată; se pot întrebuința și conductoare neecranate, fără o diminuare simțitoare a calităților electrice ale antenei; se pot întrebuința coboriri pînă la 40...50 m.

Dacă într-o coborire bifilară cu conductoare egale acționează simultan cimpurile electromagnetice și cele perturbatoare, atunci în fiecare conductor vor lua naștere f.e.m. egale între ele. Dacă se conectează această coborire la o bobină de intrare simetrică a receptorului, atunci cimpurile ce iau naștere în ea vor fi opuse ca semn și se vor anula în urma cărui fapt în circuitul de intrare al receptorului vor acționa numai curenții colectați de porțiunea activă a antenei. Se înțelege de la sine că dacă partea activă a antenei se va găsi într-o zonă în care nivelul parazitilor industriali este redus, atunci calitatea recepției va fi considerabil îmbunătățită.

Construcția antenelor antiparazite cu coborire bifilară este ceva mai complicată, întrucît implică prezența a două transformatoare de trecere, conectate între partea activă a antenei și coborire și între coborire și recepor. Aceste transformatoare sînt necesare pentru adaptarea coboririi simetrice bifilare la partea activă a antenei. Transformatoarele de trecere au un randament nu prea ridicat, din care motiv ele atenuează simțitor recepția. Partea activă a antenei poate fi în formă de „V” simetric, „L” etc.

Mai jos este descrisă o antenă antiparazită în formă de „L” cu coborire bifilară, studiată în Institutul de cercetări pentru radiorecep-

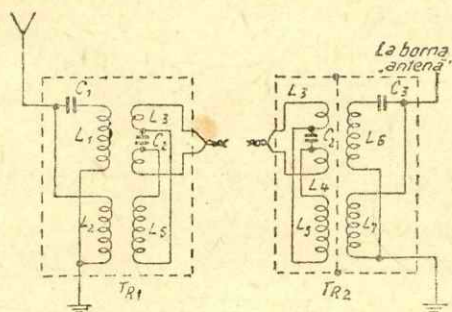


Fig. 225.

ție și acustică (U.R.S.S.) destinată recepției stațiilor de radio ce lucrează în limitele largi ale benzilor de radiodifuziune. Schema de principiu a acestei antene este dată în fig. 225. Partea activă a antenei este în formă de „L” cu o parte orizontală de 15...30 m și cea verticală de 3...5 m. Partea activă a antenei se calculează astfel ca acțiunea

perturbatoare a paraziților industriali să fie minimă. Partea verticală se leagă cu transformatorul de antenă, care se fixează, de regulă, la baza pilonului. Ecranul transformatorului de antenă se conectează cu acoperișul metalic al clădirii. La transformator se leagă coborirea bifilară executată din orice conductor cu o izolație sigură, de exemplu de tip ПРГН, ШР și altele. Coborirea poate fi cât este necesar de lungă (până la câțiva zeci de metri).

Transformatorul de antenă Tr_1 , fig. 226, se execută astfel: bobinele primare L_1 și L_2 (fig. 227) se bobinează pe carcasse de preșpan, cu diametrul exterior de 15 mm și interior 13 mm, lungimea carcasei 60 mm. Bobina L_1 este o bobină cu un singur strat și are zece spire.

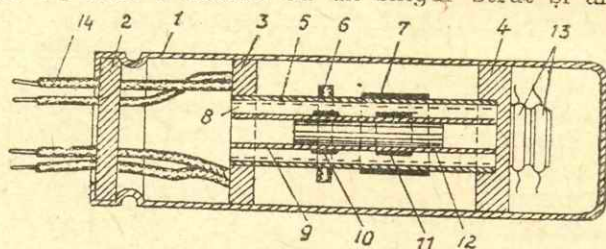


Fig. 226.

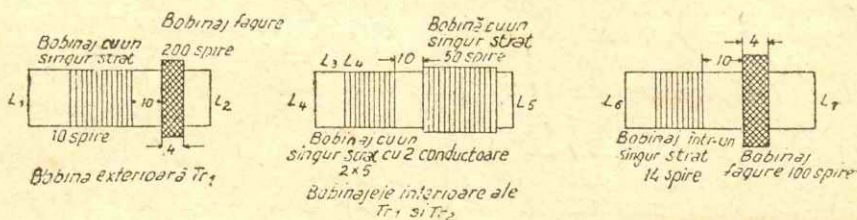


Fig. 227.

Bobina L_2 de tip „fagure” lată de 4 mm, are 200 spire (fig. 227). Distanța dintre bobinele L_1 și L_2 este de 10 mm. Bobina se recomandă a fi de tip industrial deoarece fără o mașină de bobinat, confecționarea ei este dificilă. În cel mai rău caz bobinajul poate fi executat spiră peste spiră, așezând spirele între niște rondele dispuse la 4 mm una de alta.

Bobinele L_3 , L_4 , L_5 se bobinează pe o carcasă de preșpan cu diametrul exterior de 11 mm și interior de 10 mm; lungimea carcasei fiind 60 mm. Bobinele L_3 și L_4 sînt cu un singur strat și cu cîte 5 spire.

Ele se bobinează cu cîte două conductoare dintr-o dată. Bobina L_5 este un singur strat și are 50 spire. Toate bobinele se execută din conductoarele de tip ПИО cu diametrul 0,13 mm. Bobinele astfel executate se impregnează în șerlac și se pun la uscat.

Transformatorul de antenă se assemblează astfel: în interiorul carcasei cu diametru mai mic se introduc două miezuri de fier divizat cu diametrul 9,3 mm și lungime 19 mm. După aceasta, carcasa se intro-

duce în interiorul carcasei cu diametrul mai mare, astfel ca bobina L_1 să fie deasupra bobinelor L_3 și L_4 , iar bobina L_2 deasupra bobinei L_5 .

După asamblare, transformatorul se introduce într-un ecran cilindric din aluminiu, care poate fi improvizat din armătura unui condensator electrolitic.

Condensatoarele C_1 și C_4 au respectiv valorile 200 pF și 180 pF, sint ceramice și se introduc în interiorul ecranului. După asamblarea transformatorului, ecranul de aluminiu este bine să fie ermetic închis, ceea ce se poate obține prin diverse procedee. Poate fi închis de exemplu, cu ajutorul unui dop special de cauciuc, din care vor ieși capetele înfășurărilor transformatorului. Capetele pot fi scoase, de asemenea, și sub formă de papuci; important este însă ca transformatorul să rămână ermetic închis.

Transformatorul de trecere Tr_2 se execută aproape identic cu transformatorul Tr_1 . Diferența constă doar în numărul de spire și anume: bobina L_6 — cu un singur strat, are 14 spire, iar bobina L_7 (se bobinează identic cu bobina L_2) are 100 spire. În afară de aceasta, la asamblarea transformatorului, între cele două carcase se prevede un ecran electrostatic, în formă de conductoare paralele, cu diametrul 0,2...0,4 mm apropiate unul de altul și lipite împreună la unul din capete; capetele opuse ale conductoarelor trebuie izolate unul de celălalt. Un astfel de ecran poate fi ușor executat în felul următor:

Pe un tub de diametru 100...150 mm se pune un strat de hirtie. După aceasta se bobinează cu un conductor de 0,2...0,3 mm, cu izolație de mătase sau bumbac, spiră lângă sipră, un strat, lipind din cînd în cînd spirele cu polistirol sau șellac pentru compactizare. Lungimea bobinajului trebuie să fie de 39 mm. După uscarea bobinajului, se procedează la desfacerea lui de pe tub, tăierea lui în lung și la îndreptarea sa. Din foaia astfel obținută, se taie o porțiune de 39×65 mm. Capetele conductoarelor de pe una din laturile foi se curăță și se lipsesc cu cositor la conductorul de ieșire; în partea cealaltă, fiecare conductor se îndoaie alternativ în direcții opuse în așa fel ca între capetele conductoarelor să nu existe contacte, care ar favoriza creșterea pierderilor.

La confecționarea transformatorului de trecere, ecranul se va introduce între carcasa interioară și cea exterioară și va fi astfel dispus încît conductoarele acestuia să fie paralele cu axa transformatorului. În acest transformator, ca și în cel de antenă, se utilizează miezuri de fier divizat.

Conductoarele C_2 și C_3 avînd capacitățile respectiv 170 și 100 pF, se vor introduce împreună cu transformatorul într-un ecran de aluminiu, care se va pune la pămînt.

În scopul evitării inducțiilor parazite în conductorul ce leagă transformatorul de trecere Tr_2 cu borna „antena“ a receptorului, transformatorul trebuie să fie fixat în imediata apropiere a bornei acestuia.

Antene simple antiparazite pentru unde scurte

Antenele simple antiparazite sînt destinate numai recepției în benzile undelor scurte și se disting prin simplitatea construcției lor în comparație cu antenele descrise mai sus. Astfel de antene sînt folosite în cazurile cînd recepția este însoțită de paraziți permanenți produși de automobile și instrumente electrice.

Schema unei antene simple antiparazite pentru unde scurte pentru

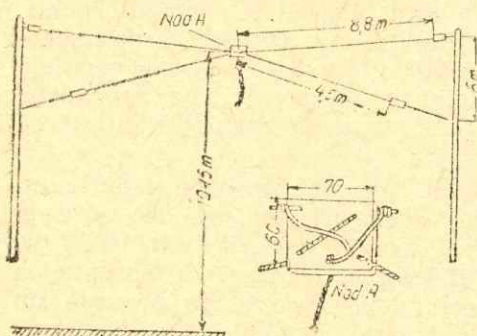


Fig. 228.

tenă este arătat în fig. 228 (punctul A). Aceste antene prezintă o oarecare directivitate: stațiunile situate într-o direcție perpendiculară pe planul format din conductoare sînt recepționate mai bine, însă cele situate în limitele unui sector unghiular de $\pm 75^\circ$ de la perpendiculara arătată, vor fi recepționate mai slab. Aceste particularități trebuie luate în considerare la instalarea antenei.

Rezultate destul de bune în cazul paraziților puternici de la tramvaie, troleibuze etc., dă antena din fig. 229.

Conductorul acestei antene, lung de 20...40 m, se suspendă de doi piloni înalți de 10...12 m, la mijloc firul se secționează în două cu ajutorul unui izolator, iar de fiecare jumătate a firului se leagă, lângă izolatorul separator, conductorul de coborîre.

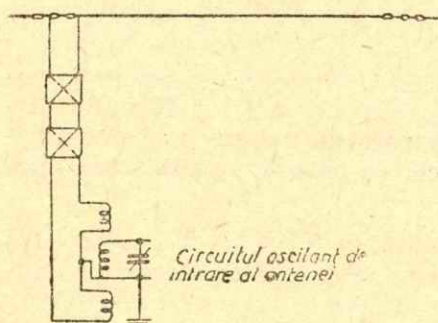


Fig. 229.

La o distanță de 8...10 m de antenă, coborîrea se prinde pe niște

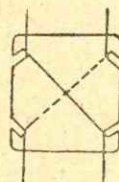


Fig. 230.

distanțieri speciali (fig. 230) și se încrucișează pentru a înlătura tensiunile perturbatoare induse în ambele conductoare. Partea coborîrii

cea mai expusă acțiunii paraziților, cu o lungime de 10...15 m se răsucește (la fel ca un conductor dublu pentru instalații de iluminat electric).

Această antenă se cuplează cu receptorul printr-o bobină specială de cuplaj, dispusă simetric pe ambele laturi ale bobinei circuitului acordat de intrare al receptorului. Bobina are 2...4 spire din conductor de 0,5...0,8 mm.

Această antenă dă o atenuare însemnată a paraziților, în special în benzile de 40 și 160 m.

O bună protecție împotriva paraziților industriali și atmosferici se obține prin antenele dirijate de tip cadru. O astfel de antenă a fost

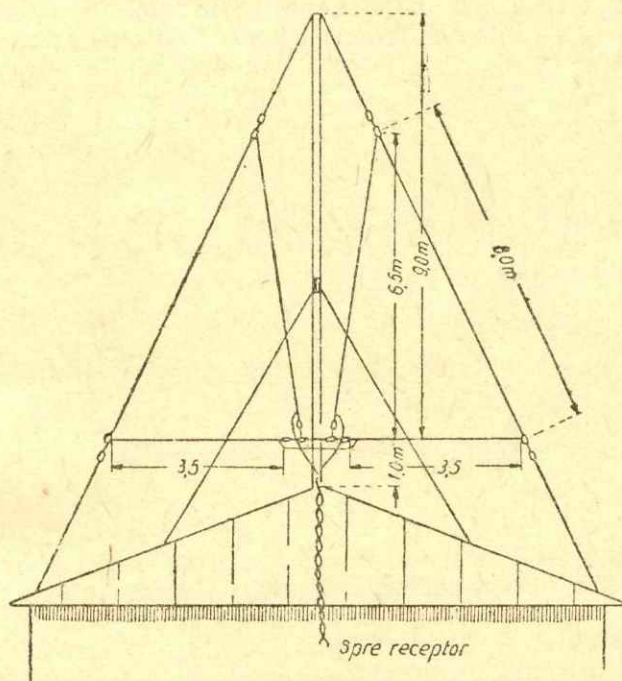


Fig. 231.

prezentată la a șasea expoziție unională de radioamatorul Velic din Cetinsk (U.R.S.S.). Vederea generală a antenei este arătată în fig. 231, unde toate dimensiunile sînt date în m.

Două cadre mari triunghiulare sînt montate pe un pilon. Pilonul se fixează pe creasta acoperișului casei prin intermediul unei tălpi de susținere, ancorindu-se de la mijlocul său cu trei ancore și de la colțurile cadrului cu două ancore. Coborîrea ce unește spirele cadrului cu receptorul se confecționează fie din conductor dublu (răsucit) de tipul folosit pentru instalații electrice de iluminat, fie din conductor bifilar blindat. Conductorii cadrului se așază într-un plan vertical orientat

pe direcția corespondentului. Stațiile dispuse în afara zonelor de direc-tivitate se recepționează mult mai slab sau nu se recepționează deloc.

Coborîrea antenei se leagă la bornele „antena” și „pământ” ale receptorului. Receptorul, în cazul alimentării de la baterii sau de la rețea curent alternativ, va avea șasiul pus la pământ.

Antena tip cadru lucrează pe toate gamele de unde de la 15 pînă la 2 000 m și reduce simțitor parazitii produși de aparatele telegra-fice, inductori și diferite electromotoare.

IV. ANTENE PENTRU UNDE ULTRASCURTE

Toate tipurile de antene folosite la undele scurte, pot fi între-buîțate și pentru lucrul pe unde ultra scurte. În afară de aceasta, deoarece antenele utilizate pentru benzile undelor metrice sint destul de mici și prin urmare ușor de construit, pe undele ultrascurte se mai

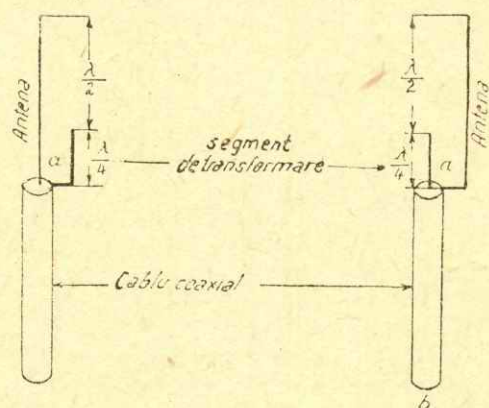


Fig. 232.

întrebuințează o serie de antene, care nu și-au găsit aplicare pe undele scurte din cauza dimensiunilor exagerat de mari.

Aceasta se referă la antenele cu vibratori pasivi situați aproape unul de altul, antene cu oglinzi plane, conice, în turn și multe altele.

Deseori, în unde ultrascurte, în special la stații mobile, se folosește antena telescopică, care reprezintă în sine o tijă lungă pe jumătate lungime de undă, alimentată printr-o linie coaxială.

Cuplajul acestei antene cu linia de alimentare se face astfel:

Conductorul mijlociu al cablului coaxial se alege mai lung cu trei sferturi lungime de undă decît conductorul extern. Partea superioară a acestuia, lungă cit o jumătate din lungimea de undă, reprezintă ra-diantul.

Porțiunea de un sfert de lungime de undă, care se adaugă la capătul cablului o dată cu conductorul a (fig. 232 a), ce este legat cu conductorul exterior al cablului, joacă rolul unui transformator într-un sfert lungime de undă.

Radiantul în jumătate lungime de undă se excită în tensiune.

Alegînd distanța optimă între conductoarele de un sfert lungimea de undă ale transformatorului de cuplaj, putem face ca sarcina pentru cablul coaxial să fie egală cu impedanța caracteristică a acestuia.

Cu scopul ca radiantul să fie mai rigid este bine să se schimbe între ei radiantul și conductorul a (fig. 232,b).

O largă răspîndire a căpătat și antena simetrică cu radiant în jumătate lungime de undă (fig. 233).

Pentru a putea fi întrebuințată în banda undelor metrice destinate radioamatorilor (3,42...3,53 m — în U.R.S.S.), acest radiant sime-

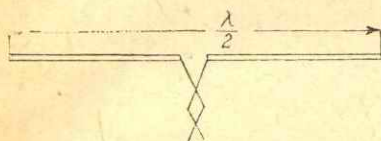


Fig. 233.

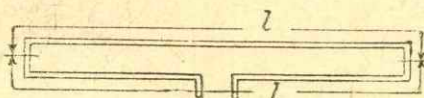


Fig. 234.

tric trebuie să aibă lungimea $l = 1,74$ m, iar fiecare braț de cite 0,87 m.

Pentru benzile de unde ultra scurte se recomandă de asemenea antena repliată a lui A.A. Pistolicors (fig. 234). Dacă în general lungimea ei este de $2l$, și nu întrece jumătatea lungimii de undă, rezistența de radiație este de $282,4 \Omega$.

Rezistența mare de radiație simplifică problema adaptării antenei la linia de legătură simetrică.

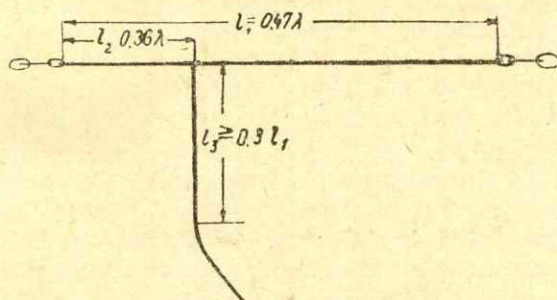


Fig. 235.

Pentru lucrul pe unde ultra scurte poate fi întrebuințată și antena cu un fider monofilar (fig. 235). Dimensiunile acestei antene sînt următoarele :

$$l_1 = 0,47 \lambda \text{ și } l_2 = 0,36 \lambda.$$

Coborîrea l_3 se conectează la o distanță pînă la $0,36 \lambda$ și trebuie să fie perpendiculară pe conductorul antenei.

Directivitatea dipolului în semiundă a antenei repliate și a antenei cu un fider monofilar este în planul perpendicular pe radiant.

Pentru a se obține o mare rază de acțiune, pe undele ultra scurte se întrebuințează antene dirijate cu mai multe elemente.

Sub o formă mai simplă o astfel de antenă cu elemente multiple constă dintr-un radiant în jumătate lungime de undă, dispus la o distanță de $0,23 \lambda$ de reflector, a cărui lungime este de $0,45 \lambda$, și din câteva directoare (fig. 236). Lungimea directorului este $0,45 \lambda$. Primul director se dispune la o distanță de aproximativ $0,27 \lambda$ de radiant, al doilea la cca. $0,3 \lambda$ și următoarele la $0,32 \lambda$.

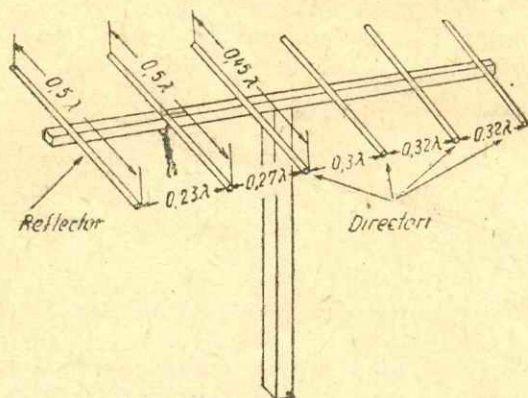


Fig. 236.

Acordul acestei antene se face astfel: Se confecționează câteva elemente directoare, o parte din ele având lungimea riguros egală cu jumătatea lungimii de undă și o parte fiind ceva mai scurte sau mai lungi. După aceasta, pe cale experimentală, se găsește lungimea directorului în prezența căruia se obțin rezultate optime și tot pe cale experimentală se determină și distanțele exacte dintre radiant și director și dintre directoarele alăturate.

Brațele pot fi executate din țevă de aluminiu sau cupru, cu diametrul de 15...20 mm. Dipolul se conectează la emițător sau receptor cu ajutorul unei linii bifilare, formată din două conductoare răsucite, cu diametrul până la 1,5 mm. Adaptarea acestei antene la linie se obține cu ajutorul unuia din procedeele arătate la pag. 219...221.

Dipolul se fixează pe un pilon înalt de 3...4 m. Ancorele pilonului trebuie izolate de acoperiș. Dacă ancorele sînt lungi, atunci fiecare ancoră se împarte în porțiuni mai scurte de 1 m și se izolează de celelalte cu izolatori.

Dipolul simetric poate fi orientat orizontal precum și vertical. În cazul orientării verticale se obține o radiație uniformă în toate direcțiile.

Este necesar să avem în vedere că antenele stațiunilor de recepție trebuie să fie de asemenea orientate ca și cele de la stațiile de emisie (orizontal sau vertical).

Adaptarea antenei la linia de alimentare se face folosind unul din procedeele descrise mai sus.

Pentru conectarea antenei de ultra scurte la un emițător, de obicei se întrebuițează cablul coaxial, deoarece linia cu două fire, datorită distanței apreciabile dintre ele (în comparație cu lungimea de undă) devine un sistem radiant pe unde ultra scurte, ce deformează caracteristica de directivitate a antenei și provoacă pierderi de energie suplimentare.

În practică, se întrebuițează o serie de scheme de conectare a antenelor simetrice cu linii nesimetrice, cum este cablul coaxial.

Cele mai simple dintre acestea sînt așa-numitele sisteme „pahar” și cotul „U”.

„Paharul” reprezintă în sine un ecran suplimentar de un sfert

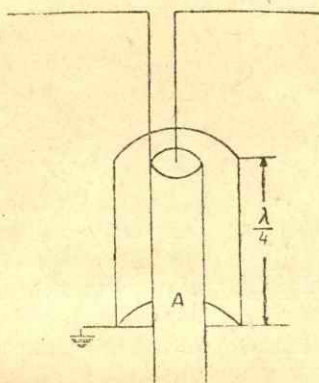


Fig. 237.

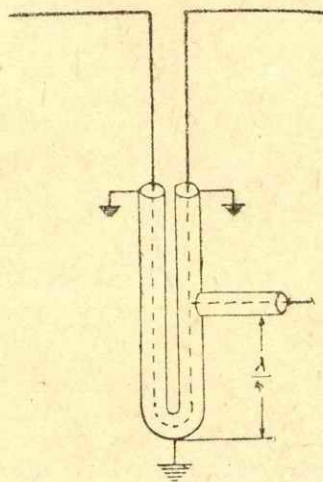


Fig. 238.

lungime de undă ce îmbracă în exterior ecranul cablului coaxial și se leagă la pământ (fig. 237).

Schema cotului „U” este arătată în fig. 238. Aceasta se reduce la o bifurcație a cablului nesimetric în două ramuri, cu prelungirea uneia pînă la o jumătate lungime de undă.

Radioamatorul de unde scurte Kostandi din Leningrad (UA1AA) a propus o antenă pentru unde ultracurte simplă ca execuție și cu diagrama de radiație aproape circulară. La baza acestei construcții este un element de antenă Braude (fig. 239), format din două elemente active dispuse în formă de cruce, alimentate în curent, defazate între ele cu un unghi de 90° . Defazajul necesar se obține cu ajutorul liniei ce unește radianții, tăiată într-un sfert de undă (fider de fază).

Pentru a asigura o radiație uniformă în toată banda frecvențelor atribuite radioamatorilor (85...87 MHz, în U.R.S.S.) impedanța caracteristică a radianților va trebui să fie mică. Din această cauză ei se confecționează din țevă și se leagă prin repliere (antena repliată a lui

Pistolicors), lungimea geometrică l_0 fiind de ordinul lungimii de undă utilizate, adică $l_0 = 95 \Omega$.

În cazul cînd diametrele țevelor din porțiunea de jos și de sus a antenei sînt egale, impedanța de intrare a acesteia este de 292Ω . În consecință și impedanța caracteristică a fiderului într-un sfert lungime de undă trebuie să fie de asemenea 292Ω .

Impedanța de intrare a acestui sistem de antenă este de 146Ω .

Dacă etajul de ieșire a emițătorului este executat după o schemă simetrică (contratimp) atunci, pentru o legătură mai comodă cu acesta,

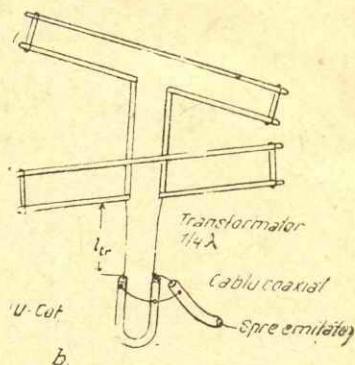
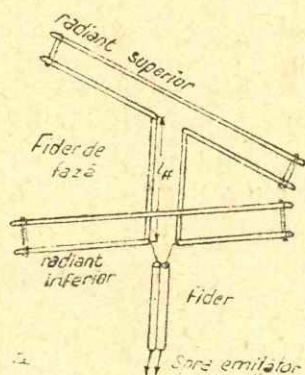


Fig. 239.

este mai just să se folosească un fier executat din două segmente din cablu coaxial de 70Ω , legînd între ele conductoarele lor exterioare — ecranul împletit (fig. 240 a). Folosind acest procedeu adaptarea fiderului este asigurată fără întrebuintarea unor instalații suplimentare, deoarece impedanța caracteristică a unei astfel de linii este 140Ω .

Dacă însă etajul de ieșire a emițătorului este executat după o sechemă nesimetrică, fiderul va trebui executat dintr-un singur cablu coaxial, iar pentru adaptarea acestuia la antenă, se va folosi o porțiune de un sfert lungime de undă din linia de rezonanță, numită transformator într-un sfert lungime de undă (fig. 240 b).

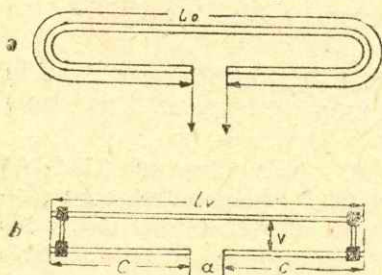


Fig. 240.

Țevile groase se îndoaie greu, de asemenea nu pot fi întotdeauna găsite de lungimea necesară (1,5...2 m).

Din acest motiv G. Kostandi a executat radianții din trei segmente din țeavă de aluminiu, de diametru 15 mm, legat între ele prin coliere de aluminiu, avînd lățimea de 15 mm. În consecință acești radianți vor avea o formă dreptunghiulară. Legătura colierelor cu țevile se asigură cu ajutorul șuruburilor.

Lungimea porțiunii superioare a radiantului L_v (fig. 240 b) este de 161 cm. Distanța b dintre țeava superioară și cea inferioară nu este critică, iar în exemplul dat este egală cu 5...7 cm.

Lungimea țevelor porțiunii de jos a radiantului :

$$c = \frac{l_v}{2}$$

în care a — distanța între capetele țevelor porțiunii inferioare a radiantului, egală cu distanța dintre conductoarele fiderului de defazare.

Dacă se procură țeavă de lungimea necesară, care permite să fie îndoită, atunci lungimea țevei necesară executării buclei, se calculează după formula $l_0 = 0,95 \lambda$. Țeava va fi îndoită astfel ca să se respecte dimensiunile a și b .

Fiderul de defazare (fig. 239 a) are lungimea $l_{ff} = 87$ cm. Distanța dintre axele țevelor din care este executat fiderul trebuie să fie de 5,75 ori mai mare decît diametrul lor. De exemplu, dacă fiderul se face din țevi de diametru 6 mm, atunci distanța dintre axele lor trebuie să fie de 35 mm, iar în cazul întrebuintării țevelor de diametru 15 mm, distanța va fi 86 mm, ș.a.m.d.

Radianții se dispun unul peste altul sub un unghi drept. Distanța între ei în înălțime nu este critică și poate varia în limitele unei întregi lungimi a fiderului de defazare (cînd acesta are forma unei linii drepte paralele), pînă la o treime din lungimea sa (cînd fiderul de defazare se va îndoi în formă de buclă) ; ultimul caz este preferabil.

În varianta a doua a antenei (fig. 239 b) porțiunea liniei de rezonanță ce joacă rolul „transformatorului într-un sfert lungime de undă”, va trebui să aibă lungimea $l_{tr} = l_{ff} = 87$ cm și impedanța caracteristică 212 Ω . Pentru a obține o astfel de impedanță caracteristică, distanța dintre axele conductoarelor (sau țevelor) liniei trebuie să fie de 1,15 ori mai mare decît diametrele lor.

Alimentarea asimetrică a antenei prin intermediul cablului coaxial este asigurată prin întrebuintarea cotului U în jumătate lungime de undă, executat din același cablu coaxial ca și fiderul ce alimentează antena. Un capăt al transformatorului într-un sfert lungime de undă se conectează la conductoarele interioare ale fiderului de alimentare și ale cotului „U”. Armatura fiderului de alimentare (ecranul) trebuie să fie perfect legată de armatura cotului „U”.

Radianții antenei se fixează pe un pilon de secțiune patrată, prin intermediul unor izolatori cu nervuri, iar fiderul de difuzare cu ajutorul unor bucăți de masă plastică.

Fiderul antenei din fig. 239 a, se fixează pe pilon în trei locuri cu ajutorul unor cleme. În continuare el este coborît liber spre emi-

țător, cablurile fiind legate între ele la fiecare 1,5 m. Armăturile ambelor cabluri se leagă între ele lângă radiantul inferior al antenei și lângă emițător. Firele interioare ale cablului se leagă la bornele de ieșire ale emițătorului, iar armăturile se leagă la șasiu. Acesta din urmă este de dorit să fie pus la pământ.

Executarea variantei a doua a acestei antene (fig. 239 b) nu diferă aproape cu nimic de prima. Diferența constă doar în aceea că pe pilon se vor fixa în afară de vibratorii în formă de buclă și fiderul de defazare și transformatorul într-un sfert lungime de undă precum și cotul „U”.

Pentru ca indicii de calitate ale liniei să se păstreze în orice condițiuni atmosferice, este necesar să se ia măsuri pentru asigurarea cablurilor și cotului „U” împotriva distrugerilor.

