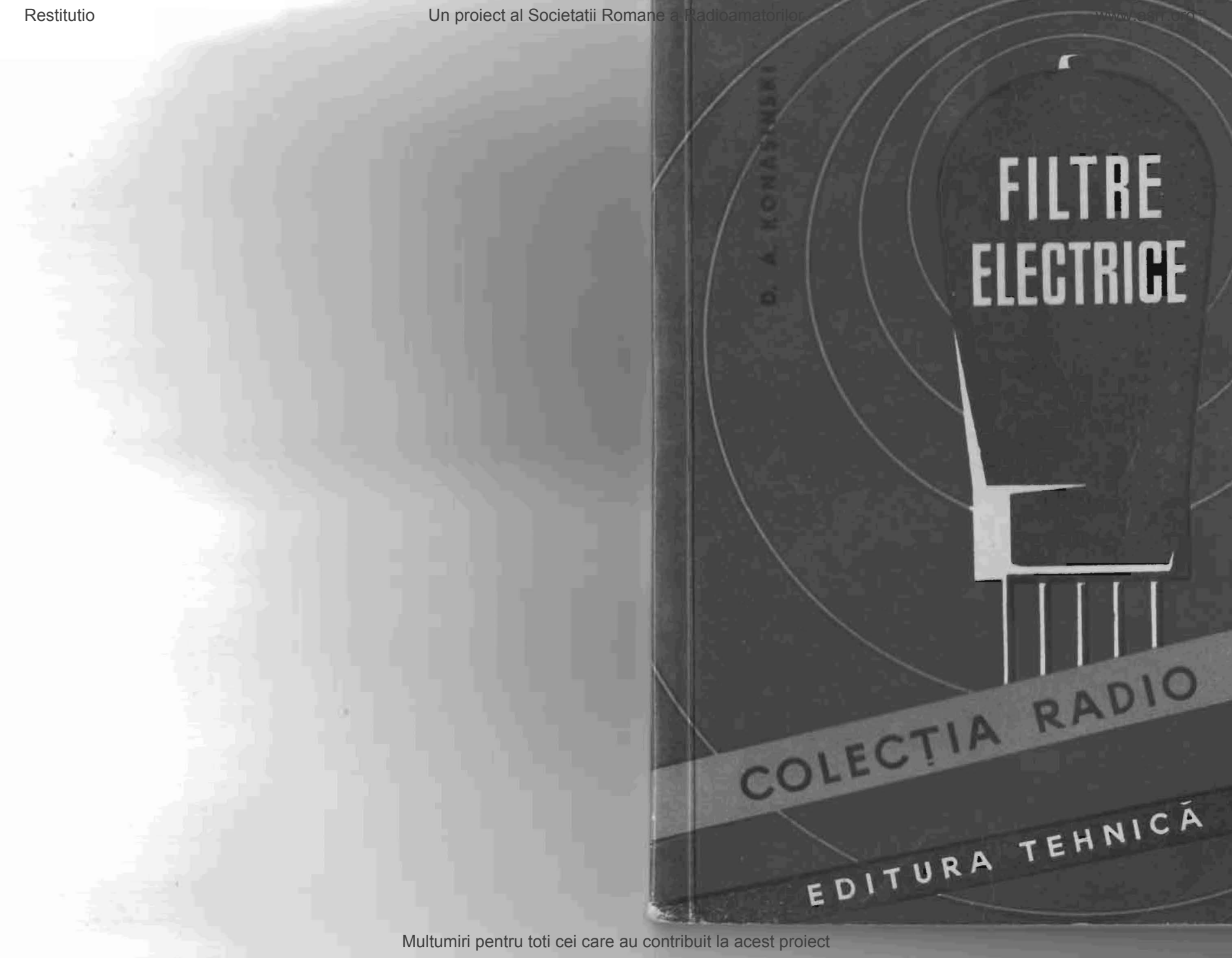




FILTRE ELECTRICE

D. A. KONASIMSKI

COLECȚIA RADIO

EDITURA TEHNICĂ

D. A. KONAȘINSKI

FILTRE ELECTRICE

TRADUCERE DIN LIMBA RUȘĂ



EDITURA TEHNICĂ
BUCUREȘTI 1958

În carte sînt expuse principiile de funcționare a celor mai simple filtre electrice: trece-jos, trece-sus, trece-bandă, oprește-bandă și se dă calculul elementar al acestor filtre. În ultima parte a cărții sînt expuse principiile de funcționare și calculul simplificat al filtrelor trece-bandă cu circuite acordate.

Cartea este destinată radioamatorilor mai avansați.

Д. А. КОНАШИНСКИЙ
ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ФИЛЬТРЫ
ГОСЭНЕРГОИЗДАТ

МОСКВА

1953

ЛЕНИНГРАД

1. INTRODUCERE

Filtrele, în înțelesul larg al cuvîntului, sînt dispozitive sau instalații cu ajutorul cărora se pot separa între ele obiecte sau fenomene, care posedă caracteristici diferite. De exemplu, filtrele mecanice, întîlnite în viața de toate zilele aproape la fiecare pas, au devenit pentru noi un fenomen atît de obișnuit, încît nici nu ne dăm seama că astfel de dispozitive sau de instalații nu sînt altceva decît filtre; dintre ele fac parte: ciurul pentru cernut făina, sita pentru separarea drojdiei la cafea, dispozitivele pentru epurarea apei etc. Filtrele electrice sînt dispozitive analoge cu filtrele mecanice și se utilizează în circuitele electrice în care este necesar să se separe curenții de o frecvență de curenții de o altă frecvență, sau în care trebuie să se împiedice trecerea unei anumite benzi de frecvențe și să se permită trecerea unei alte benzi de frecvențe. Funcționarea aproape impecabilă a instalațiilor moderne de radio-emițătoare, receptoare, instalații de televiziune și de radio locație etc. — constituie rezultatul unei largi aplicări a filtrelor electrice atît la etajele de alimentare, cît și la etajele de înaltă și de joasă frecvență a acestor instalații.

Filtrele electrice se aplică pe scară largă în tehnica modernă. Ele se utilizează la studierea caracteristicilor echipamentelor de telecomunicații, la transmiterea impulsurilor de formă complicată, corespunzătoare, de exemplu, vorbirii, muzicii etc. Ele permit să se descompună un sunet complicat în frecvențele sale componente, pentru a fi studiate sau pentru a fi separate în alte scopuri. Ele se utilizează pe scară largă, de exemplu, în telefonie, la corectarea unor defecte, la atenuarea unor frecvențe sau la separarea și scoaterea în evidență a altor frecvențe. Cu ajutorul așa-numitelor filtre trece-bandă se pot separa benzi întregi de frecvențe. Acestea permit ca printr-o sin-

gură linie telefonică sau prin radio să se efectueze simultan câteva transmisii sau convorbiri, care apoi la punctul de recepție se pot separa între ele. Astfel, pe o linie telefonică formată dintr-o pereche de conductoare se pot transmite simultan zece comunicații telegrafice pe zece frecvențe diferite, mai mari decât frecvențele acustice, două comunicații telegrafice obișnuite pe curent continuu, adică la frecvența zero, și o convorbire telefonică obișnuită. Separarea tuturor acestor transmisii simultane se realizează la locul de recepție cu ajutorul filtrelor electrice, fiecare filtru separând numai acea bandă de frecvențe pentru care este destinat. Această bandă de frecvențe se aplică aparatului corespunzător, filtrul nelăsând să treacă nici una din celelalte telecomunicații care se fac în același timp.

Cu toate că un calcul exact al filtrelor electrice complicate constituie o problemă destul de migăloasă, principiul de funcționare al filtrelor este ușor de înțeles, dacă se reprezintă clar comportarea circuitelor electrice simple la trecerea curentului electric de diferite frecvențe. De aceea, expunerea cu privire la funcționarea filtrelor va începe cu examinarea acestei chestiuni.

Funcționarea tuturor tipurilor de filtre electrice se bazează pe următoarele patru legi ale circuitelor de curent alternativ :

1. *Inductanța opune o rezistență mult mai mică trecerii curenților de joasă frecvență sau curentului continuu — acesta putând fi considerat drept curent alternativ cu frecvența zero — decât trecerii curenților de înaltă frecvență.*

În adevăr, din electrotehnică se știe că inductanța pură — adică bobina care nu are rezistență, care să ducă la pierderi de putere și care nu are capacitate proprie — reprezintă pentru curentul alternativ o reactanță inductivă care se determină prin formula :

$$X_L = \omega L = 2\pi f L \text{ } [\Omega],$$

în care : $\pi = 3,14$;

f este frecvența curentului care trece prin inductanță, în Hz;

L — valoarea inductanței, în H.

Dacă frecvența f a curentului care trece prin inductanță este egală cu zero, adică dacă prin inductanță trece un curent continuu, $X_L = 6,28 \cdot 0 \cdot L = 0$, deci la curent continuu reactanța inductivă a bobinei este egală cu zero. Pe măsura creșterii frecvenței va crește proporțional și reactanța inductivă a bobinei. Această lege este reprezentată grafic în fig. 1, din care se vede că reactanța inductivă crește proporțional cu creșterea frecvenței curentului care parcurge bobina.

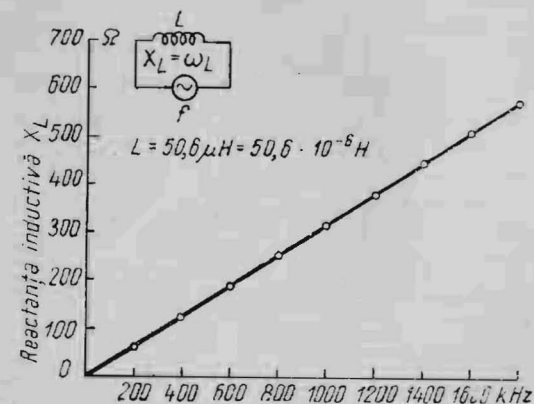


Fig. 1. Curbele de variație a reactanței inductive în funcție de frecvență :

f [kHz]	0	200	400	600	800	1 000	1 200	1 400	1 600	1 800
X_L [Ω]	0	64	128	191	256	318	381	445	508	572

Practic, orice bobină posedă o anumită rezistență, care dă toate pierderile de putere : în conductorul de cupru, în izolația carcasei, în obiectele care înconjoară bobina etc. Această rezistență R_L mărește rezistența totală (impedanța) bobinei, iar bobina pierde însușirile de inductanță pură (ideală). De obicei, la bobinele calculate și executate corect în banda de frecvențe pentru care ele sînt destinate, rezistența R_L este foarte mică, în comparație cu reactanța X_L ; de aceea, uneori R_L poate fi neglijată în prima aproximație și se poate considera că bobina posedă numai reactanță inductivă, așa cum s-a făcut de altfel la construirea diagramei din fig. 1. În unele cazuri,

în special la filtre, chiar și această mică rezistență influențează substanțial asupra condițiilor de funcționare a filtrelor. Deocamdată nu se ia în considerație această influență, deoarece ea ar complica expunerea problemei, însă mai departe se va arăta în ce constă influența rezistențelor R ale elementelor componente ale filtrului electric asupra funcționării filtrelor.

2. Capacitatea opune o rezistență mult mai mică curentilor de înaltă frecvență, decât curentilor de joasă frecvență și oprește complet — „blochează” — trecerea curentului continuu.

Din electrotehnică este cunoscut că o capacitate pură, adică condensatorul fără pierderi și fără inductanță, reprezintă pentru curentul alternativ o reactanță capacitivă, care se determină prin formula

$$X_C = \frac{1}{\omega C} = \frac{1}{2\pi f C} = \frac{1}{6,28 f C} \quad [\Omega],$$

în care :

f este frecvența curentului care trece prin capacitate, în Hz;

C — valoarea capacității, în F.

În această formulă se arată că reactanța capacitivă a condensatorului variază invers proporțional cu frecvența curentului alternativ care circulă prin condensator. Dacă frecvența curentului care trece prin condensator este minimă, adică egală cu zero ($f=0$), $X_C = \frac{1}{2\pi \cdot 0 \cdot C} = \infty$ adică

în cazul curentului continuu capacitatea reprezintă o rezistență infinit de mare, sau, cu alte cuvinte, curentul continuu nu poate trece printr-o capacitate. Pe măsura creșterii frecvenței, reactanța capacitivă a condensatorului se micșorează și în cazul frecvenței infinite ea devine egală cu zero ($X_C = \frac{1}{2\pi \cdot \infty \cdot C} = 0$), adică reprezintă pentru această frecvență un scurtcircuit.

Ca în cazul unei inductanțe pure, această lege poate fi reprezentată grafic (fig. 2). În diagramă se arată clar că pentru curent continuu reactanța capacitivă a condensatorului este infinit de mare și că, pe măsura creșterii

frecvenței curentului, ea se micșorează la început brusc, iar mai departe tot mai încet, pentru ca la frecvențe foarte mari ea să devină foarte mică.

Orice condensator real posedă o anumită rezistență, care cauzează toate pierderile de putere. Această rezistență R_C mărește impedanța condensatorului. Cum, însă, în banda de frecvențe pentru care este calculat condensatorul, această rezistență este de obicei mică în

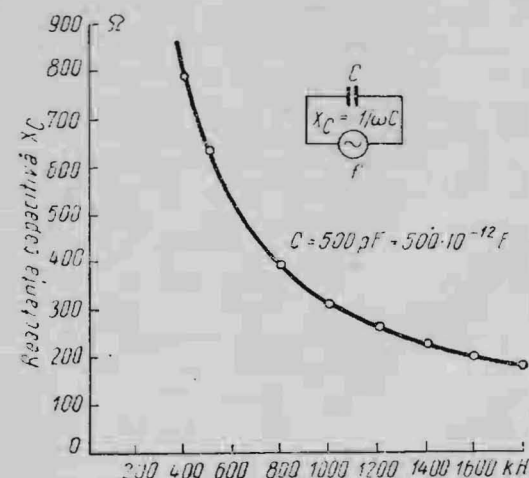


Fig. 2. Curba de variație a reactanței capacitive în funcție de frecvență:

f [kHz]	0	200	400	600	800	1 000	1 200	1 400	1 600	1 800
X_C [Ω]	∞	1 590	795	530	398	318	265	227	199	177

comparație cu reactanța capacitivă X_C , rezistența poate fi neglijată, considerându-se că condensatorul posedă numai reactanță pură.

3. Un circuit electric care se compune dintr-o sursă de tensiune alternativă, o inductanță și o capacitate legate în serie, reprezintă pentru curentii la frecvența de rezonanță și la frecvențe apropiate de frecvența de rezonanță, o impedanță foarte mică, iar pentru curentii de alte frecvențe, o impedanță mare, cu atât mai mare cu cât aceste frecvențe sînt mai distanțate de frecvența de rezonanță.

Din discuțiile de mai sus cu privire la variația reactanței inductive și capacitive în funcție de frecvență, nu este greu de observat că capacitatea și inductanța se comportă diferit față de frecvența curentului care le parcurge, și anume: reactanța inductivă crește cu frecvența, iar reactanța capacitivă scade cu frecvența. Este evident că dacă inductanța și capacitatea se leagă în serie cu sursa de tensiune, reactanțele lor vor acționa în circuitul respectiv în sens opus una alteia. De aceea, se poate spune că aceste reactanțe posedă semne opuse și că dacă una dintre ele se consideră pozitivă, cealaltă trebuie considerată negativă. Se obișnuiește ca reactanța inductivă să se considere pozitivă, iar reactanța capacitivă, negativă. Cum la frecvențe joase reactanța capacitivă scade mult mai repede decât crește reactanța inductivă, reactanța totală a circuitului se micșorează la creșterea frecvenței de la zero, și la o anumită frecvență reactanțele se echilibrează între ele, adică reactanța totală a circuitului devine egală cu zero. La creșterea ulterioară a frecvenței, reactanța capacitivă se micșorează mai încet decât crește reactanța inductivă, astfel că reactanța totală a circuitului crește din nou. De cele de mai sus ne convingem cu ușurință dacă folosim diagramele din fig. 1 și 2 și construim curba de variație a reactanței totale X a circuitului, în baza formulei $X = X_L - X_C$. La construirea acestei diagrame trebuie să se scadă din reactanța mai mare reactanța mai mică, iar rezultatul, ținând seama de semn, să se înscrie pe axa frecvențelor. De obicei se procedează în felul următor: reactanțele inductive și capacitive X_L și X_C din fig. 1 și 2, se reprezintă pe aceeași diagramă, măsurind (la aceeași scară) valorile X_L ca fiind pozitive, în sus, iar valorile X_C ca fiind negative, în jos față de axa frecvențelor (fig. 3). În acest caz nu este greu de construit curba reactanței totale a circuitului examinat, format din generatorul a cărui rezistență interioară se consideră egală cu zero și din reactanțele X_L și X_C , toate legate în serie. Se ia pentru o frecvență oarecare o deschidere de compas egală cu valoarea reactanței mai mici și aceasta se scade din reactanța mai mare. Din distanța rămasă între punc-

tul găsit și axa frecvențelor se deduce nu numai valoarea (la scara aleasă) a reactanței totale, ci și semnul ei. O astfel de reprezentare este arătată în fig. 3 pentru frecvența 600 kHz.

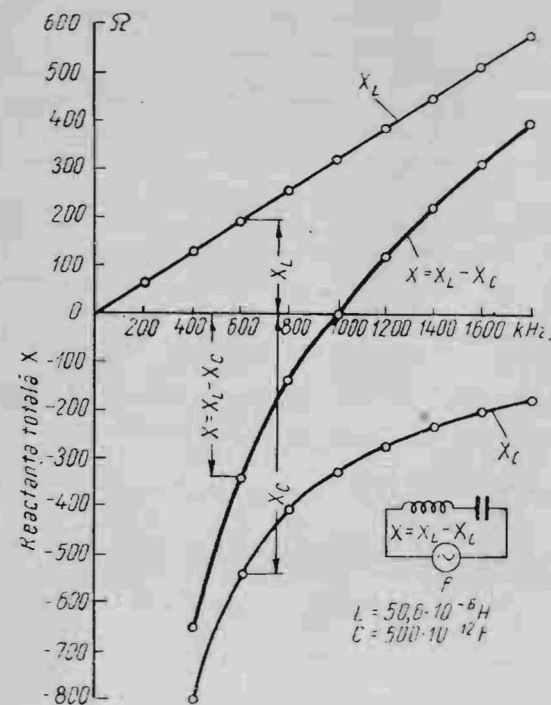


Fig. 3. Curba de variație a reactanței totale a circuitului serie, în funcție de frecvență:

f [kHz]	0	200	400	600	800	1 000	1 200	1 400	1 600	1 800
X [Ω]	-∞	-1 526	-667	-339	-142	0	117	218	319	395

Din curba de variație a reactanței totale a circuitului examinat se vede că la frecvența $f = 1 000$ kHz această reactanță este egală cu zero. Frecvența la care reactanța inductivă și cea capacitivă legate în serie se echilibrează, adică atunci când $X_L = X_C$ sau $\omega L = \frac{1}{\omega C}$, poartă denumi-

rea de frecvență de rezonanță a circuitului serie. La frecvența de rezonanță

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{LC}} \text{ sau } f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

se obține așa-numita *rezonanță de tensiune sau rezonanță serie*, care se caracterizează prin obținerea la această rezonanță a curentului maxim și în consecință și a tensiunilor maxime pe capacitate și pe inductanță, care depășesc mult tensiunea generatorului conectat la circuit. În cazul unui circuit ideal ($R=0$) aceste tensiuni ar fi infinit de mari.

Din aceeași diagramă (fig. 3) se vede că în banda îngustă de frecvențe din apropierea frecvenței de rezonanță a circuitului, reac-

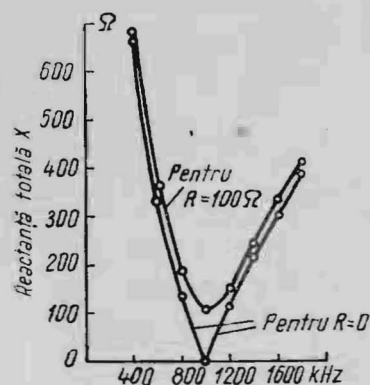


Fig. 4. O altă reprezentare a reactanței totale a circuitului serie în funcție de frecvență (după datele din fig. 3).

tație puțin diferită. Rezistențele bobinei și condensatorului fac ca impedanța Z a circuitului serie să nu mai fie zero în cazul frecvenței de rezonanță, ci să aibă o impedanță minimă egală cu $Z=R_L+R_C$. Impedanța crește pe măsura depărtării de rezonanță într-un sens sau celălalt. Mărimea rezistenței se reflectă în viteza de variație a impedanței circuitului în apropierea frecvenței de rezo-

nanță, deoarece cu cât este mai mare această rezistență, cu atât este mai mic *factorul de calitate* Q , dat de:

$$Q = \frac{\omega_r L}{R} = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{Z}{R},$$

în care $\varphi = \sqrt{\frac{L}{C}}$ este așa numita *impedanță caracteristică sau impedanță de undă a circuitului*; și cu atât mai încet variază impedanța circuitului, deci cu atât mai aplatizată apare curba de variație a impedanței în apropierea frecvenței de rezonanță (curba pentru $R=100\Omega$ în comparație cu curba pentru $R=0$, fig. 4). Cu alte cuvinte, însușirile circuitului serie ideal se manifestă cu atât mai puțin, cu cât este mai mic factorul său de calitate.

Se menționează că și impedanța caracteristică a circuitului, φ , are caracterul unei rezistențe și se măsoară în ohmi.

4. Dacă capacitatea și inductanța se leagă în paralel și dacă circuitul astfel format se conectează în serie cu o sursă de tensiune alternativă, la frecvența de rezonanță acest circuit reprezintă pentru sursa de tensiune o impedanță foarte mare, care nu lasă să treacă curenții alternativi la frecvența de rezonanță și la frecvențe apropiate de această frecvență. Toate celelalte frecvențe vor întîmpina în circuit o impedanță cu atât mai mică, cu cât sînt mai distanțate de frecvența de rezonanță.

În electrotehnică se demonstrează că în cazul circuitelor paralel nu se adună rezistențele circuitelor, ci conductanțele lor, adică mărimile inverse rezistențelor fiecărei ramuri, și că rezistența circuitului paralel este egală cu valoarea inversă a conductanței totale. Folosind această regulă generală, se construiește curba de variație a reactanței circuitului paralel, compus din aceleași elemente ca circuitul serie examinat mai sus și în ipoteza că $R_L=R_C=0$. Circuitul paralel este arătat în fig. 5, jos în dreapta. Utilizînd curba din fig. 1 se construiește diagrama conductanței inductive, sau, cum i se spune, a susceptanței:

$$Y_L = \frac{1}{X_L} = \frac{1}{2\pi j L} [S],$$

Această mărime fiind inversă reactanței, se consideră negativă. Din această diagramă se vede că la frecvența $f=0$ susceptanța $Y_L = -\infty$ și că pe măsura creșterii frecvenței f susceptanța se micșorează, tinzând către zero la frecvențe foarte mari (deoarece la frecvențe foarte mari reactanța X_L este foarte mare). În mod analog se construiește diagrama ramurii capacitive a circuitului

$$Y_C = \frac{1}{X_C} = 2\pi fC \quad [\text{S}],$$

care se consideră pozitivă. Din această diagramă se vede că la frecvența $f=0$ susceptanța acestei ramuri este egală cu zero și că pe măsura creșterii frecvenței f susceptanța

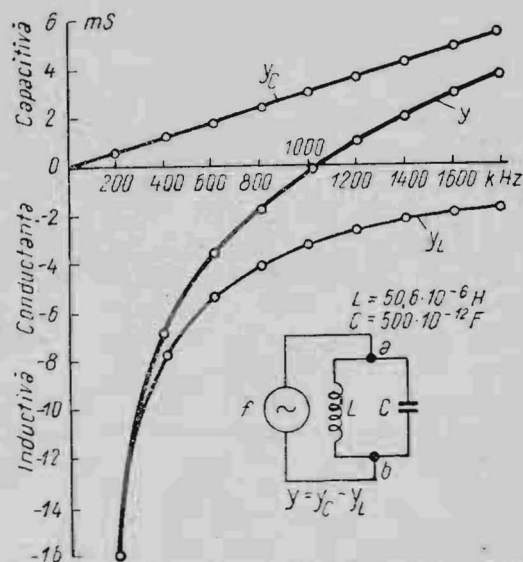


Fig. 5. Curbele de variație a susceptanțelor ramurilor circuitului paralel și a susceptanței sale totale, în funcție de frecvență:

f [kHz]	0	200	400	600	800	1000	1200	1400	1600	1800
Y_L [mS]	$-\infty$	-15,6	-7,8	-5,3	-3,9	-3,14	-2,62	-2,24	-1,9	-1,6
Y_C [mS]	0	0,63	1,3	1,9	2,5	3,14	3,76	4,4	5,0	5,7
Y [mS]	$-\infty$	-14,97	-6,5	-3,4	-1,4	0	1,14	2,16	3,1	3,9

crește, tinzând spre infinit la frecvențe foarte mari. Această este explicabil: după cum s-a arătat, condensatorul nu

lasă să treacă curent continuu ($f=0$), adică susceptanța sa pentru curent continuu este egală cu zero; la frecvențe foarte mari, însă, reactanța condensatorului este foarte mică, iar susceptanța sa este foarte mare.

Cum o dată cu creșterea frecvenței, Y_L se micșorează, iar Y_C crește, este evident că la o anumită frecvență susceptanțele se vor echilibra, deoarece ca și reactanțelor corespunzătoare ele acționează în opoziție. Frecvența la care susceptanțele Y_L și Y_C se echilibrează și când susceptanța totală a circuitului este egală cu zero, adică la care $Y_L = Y_C$ sau $\frac{1}{\omega L} = \omega C$, poartă denumirea de *frecvența de rezonanță a circuitului paralel*.

La frecvența de rezonanță

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad \text{sau} \quad f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

se obține așa-numita *rezonanță paralel*, sau *rezonanță de curent*. Aceasta se caracterizează prin aceea că în punctele de ramificație (punctele a și b din fig. 5) impedanța circuitului este maximă și în consecință curentul din porțiunea neramificată a circuitului este minim. În același timp curenții din ramurile circuitului sînt maximi.

Este evident că frecvența de rezonanță a circuitului paralel din fig. 5 va fi de 1000 kHz. Această frecvență coincide cu frecvența de rezonanță a circuitului serie care a fost examinat mai sus, deoarece circuitul examinat este același circuit serie, numai că sursa de tensiune este legată în paralel și nu în serie.

Este ușor de construit curba susceptanței totale Y a circuitului respectiv din curbele Y_L și Y_C , analog cu modul în care a fost construită curba impedanței totale a circuitului serie. Din această curbă (curba Y din fig. 5) se vede că de la valori negative mari (la frecvențe joase) această susceptanță se micșorează treptat, trece la frecvența de 1000 kHz prin zero și apoi crește din nou, însă cu semn schimbat.

După cum s-a arătat, reactanța circuitului paralel este egală cu inversul susceptanței sale, adică :

$$X = \frac{1}{Y}$$

Determinînd pentru fiecare frecvență valoarea corespunzătoare $\frac{1}{Y}$ și înscriind-o pe diagramă cu respectarea semnelor, se obține curba reprezentată în fig. 6. Cum era de așteptat, această curbă începe de la zero pentru $f=0$ și crește pe măsura creșterii frecvenței, la început lent, apoi tot mai brusc, pentru ca la frecvențele apropiate de rezonanță de 1 000 kHz să tindă spre valori foarte mari, devenind de valoare infinită în cazul unui circuit ideal

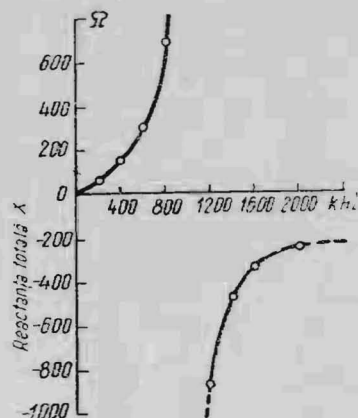


Fig. 6. Curba de variație a reactanței totale a circuitului paralel, în funcție de frecvență:

f [kHz]	0	200	400	600	800
$X = \frac{1}{Y}$ [Ω]	0	67	153	296	715
	1 000	1 200	1 400	1 600	1 800
X	-875	-463	-323	-256	

Curba de variație a reactanței totale a circuitului paralel poate fi reprezentată și sub forma curbei din fig. 7 (pentru $R=0$), care demonstrează și mai sugestiv că la frecvențele apropiate de rezonanță, reactanța circuitului este foarte mare și că la frecvența de rezonanță reactanța devine infinită. Aceasta arată că pentru frecvența de rezonanță și pentru frecvențele apropiate de aceasta, circuitul paralel reprezintă o reactanță foarte ma-

re. Circuitul parcă „blochează”, adică reține aceste frecvențe lăsînd să treacă liber frecvențele situate în afara limitelor frecvenței de rezonanță.

Astfel, apare variația reactanței circuitului paralel ideal, adică a circuitului fără pierderi. Cum însă orice circuit real conține și o rezistență, corespunzătoare pierderilor de putere din circuit, tabela variației impedanței în funcție de frecvență se modifică substanțial. În primul rînd pierderile din circuitul paralel au ca urmare faptul că la frecvența de rezonanță impedanța nu mai este infinită; în adevăr, ea are o valoare foarte mare, însă determinată, finită (curba pentru $R=100 \Omega$ fig. 7), care depinde atît de rezistența de pierderi din circuit, cît și de raportul dintre valorile elementelor reactive — inductanța și capacitatea circuitului.

Această impedanță

$$Z = \frac{L}{RC} = \frac{c^2}{R}$$

a circuitului la rezonanță, care are în acest caz un caracter activ, este cu atît mai mare, cu cît rezistența pierderilor circuitului $R=R_L+R_C$ este mai mică și cu cît raportul dintre inductanța L și capacitatea C a circuitului este mai mare, adică cu cît impedanța caracteristică a circuitului $\varphi = \sqrt{\frac{L}{C}}$ este mai mare. Cu alte cuvinte, Z este cu atît mai mare cu cît factorul de calitate Q al circuitului este mai mare.

Afară de aceasta pierderile din circuit fac ca în apropierea rezonanței variația impedanței Z să fie mai puțin bruscă, adică în apropierea frecvenței de rezonanță ramurile curbei impedanței să fie mai line, astfel că ramurile curbei impedanței se depărtează de la frecvența de

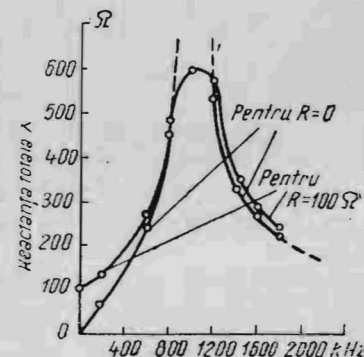


Fig. 7. O altă reprezentare a reactanței totale a circuitului paralel în funcție de frecvență (după datele din fig. 6).

rezonanță cu atât mai mult și curba se lărgeste cu atât mai mult, cu cât sînt mai mari pierderile din circuit (fig. 7). Cu alte cuvinte, însușirile circuitului paralel ideal se manifestă cu atât mai puțin, cu cât este mai mic factorul său de calitate Q .

În sfîrșit, pierderile din circuit modifică în parte și valoarea frecvenței sale de rezonanță într-un sens sau în celălalt față de cazul ideal, în funcție de raportul dintre pierderile din ramurile circuitului. Cu alte cuvinte, pentru același circuit real, frecvența de rezonanță nu coincide în cazul rezonanței serie și a rezonanței paralel, iar diferența dintre aceste frecvențe de rezonanță este cu atât mai mare, cu cât este mai mare rezistența de pierderi din circuit, adică cu cât este mai mic factorul de calitate Q . În circuitele utilizate în practică frecvențele pot fi considerate egale.

Cele de mai sus au arătat că prin alegerea valorilor corespunzătoare ale capacităților și inductanțelor sau prin formarea unor circuite convenabile se poate asigura acțiunea de filtrare pentru curenți de diferite frecvențe, deci se poate asigura tăierea sau trecerea oricăror frecvențe. Cu alte cuvinte, circuitele electrice simple constituie filtre, deoarece fiecare dintre ele reacționează în mod determinat asupra trecerii curenților de o anumită frecvență. În cazul acesta însă nu se poate obține o filtrare de înaltă calitate, din cauza influenței rezistenței totdeauna prezentă în elementele circuitelor electrice.

Este adevărat că aceste rezistențe în sine nu posedă însușiri de filtrare, deoarece ele exercită aceeași acțiune la trecerea curenților de orice frecvență și nu exercită o influență hotărîtoare asupra caracteristicilor fiecărui circuit de a împiedica sau de a lăsa să treacă anumite frecvențe. *Rezistențele însă determină selectivitatea și gradul de filtrare* al fiecărui circuit electric: de valoarea acestor rezistențe depinde gradul de delimitare dintre frecvențele lăsate să treacă și frecvențele reținute; cu cât pierderile din circuit sînt mai mici și deci cu cât este mai mare factorul său de calitate, cu atât mai netă apare această delimitare.

Ca exemplu de utilizare ca filtru a circuitelor simple examinate mai sus se poate da o bobină de șoc dintr-un

circuit anodic, în cazul alimentării în paralel a unui oscilator electronic, bobină care lasă să treacă spre tub curentul continuu și împiedică trecerea în circuitul de alimentare (circuit de curent continuu) a curenților de înaltă frecvență. Acest caz corespunde circuitului examinat în legătură cu fig. 1.

De asemenea, în cazul alimentării în paralel a oscilatorului, condensatorul legat în serie cu circuitul oscilant, „blochează” curentul continuu, lăsînd însă să treacă curentul de înaltă frecvență de la tub spre circuitul oscilant; acesta corespunde circuitului examinat în fig. 2.

Antena este echivalentă, după cum se știe, cu un circuit de rezonanță serie și de aceea ea poate fi considerată filtru, deoarece din numărul infinit de oscilații care acționează asupra ei, ea favorizează numai oscilațiile cu care ea este acordată în rezonanță și oscilațiile apropiate de această frecvență. Aceasta corespunde circuitului examinat în fig. 4.

Circuitele care se conectează uneori în circuitul de antenă al receptoarelor nu reprezintă altceva decît filtre care opresc trecerea oscilațiilor nedorite dintr-o anumită bandă de frecvențe; acestea corespund circuitului examinat în legătură cu diagrama din fig. 7. Una din posibilitățile de conectare în antenă a unui astfel de circuit L_2C_2 este arătată în fig. 8, a; circuitul este conectat în serie în circuitul de antenă și el joacă un rol de *filtru oprește-bandă*.

Dacă circuitul L_2C_2 se acordă la frecvența determinată, nu vor putea pătrunde în receptor semnalele de pulsație $\omega_2 = \frac{1}{\sqrt{L_2C_2}}$, deoarece acest circuit, compus din inductanța L_2 și capacitatea C_2 legate în paralel, constituie pentru frecvența dată o impedanță foarte mare. Cum lățimea curbei de rezonanță depinde, după cum s-a arătat mai sus, de rezistența circuitului, acesta poate fi astfel ales ca să se absoarbă o bandă determinată de frecvențe, de exemplu, de 10 kHz. Tot cu ajutorul acestui circuit se poate suprima postul de radioemisie care împiedică recepția pe o anumită frecvență. În același timp semnalele

stației pentru care este acordată antena se recepționează fără perturbații.

O altă conectare posibilă a filtrului în antenă este ară-

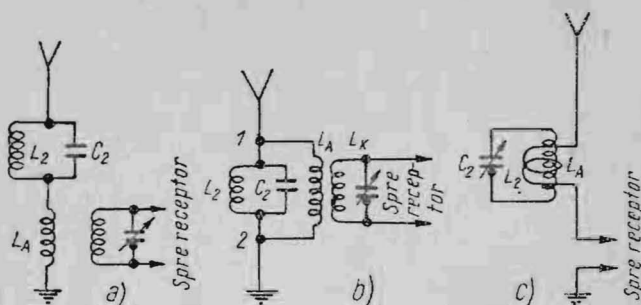


Fig. 8. Utilizarea celor mai simple filtre oprește-banda în circuitele de intrare ale receptoarelor:

a—filtru oprește-banda; b și c—filtre de absorbție.

tată în fig. 8, b. La o astfel de conectare, semnalele pentru care este acordat filtrul intră în receptor, pentru că la frecvența de acord circuitul L_2C_2 reprezintă o mare impedanță și pentru că la bornele 1 și 2 ale circuitului se obține, la această frecvență, o tensiune relativ mare, care provoacă în bobina L_A un curent suficient de mare pentru excitarea circuitului receptorului. Pentru toate celelalte frecvențe, circuitul L_2C_2 reprezintă o impedanță foarte mică, astfel că aceste frecvențe sunt lăsate să treacă la pământ, fără să influențeze circuitul receptorului.

Filtrul din schema din fig. 8, c funcționează mai bine, însă cu condiția ca cuplajul să fie foarte larg. Filtrul conectat în acest fel (fig. 8, b și c) se numește *filtru de absorbție*. Dacă în cele două cazuri descrise de conectare a filtrelor oprește-banda capacitatea C_2 a filtrului se face variabilă, este posibilă reglarea însușirilor lor de absorbție între limite de frecvențe destul de largi, asigurând prin aceasta funcționarea receptorului fără perturbații într-o bandă largă de frecvență.

Filtrul de absorbție se poate compune dintr-o capacitate C_2 și o inductanță L_2 legate în serie, dacă el este co-

nectat în paralel cu circuitul în care pătrunderea unui curent de o anumită frecvență sau a unor curenți reprezentând o bandă foarte îngustă de frecvențe, este nedorită. Un astfel de filtru poate fi utilizat, de exemplu, la intrarea receptoarelor (fig. 9), servind la scurtcircuitarea unui post de emisie care perturbă recepția. Dacă un astfel de circuit se acordă pe frecvența intermediară a receptorului superheterodină, nici unul din posturile care funcționează pe această frecvență și pe frecvențe apropiate, nu vor fi recepționate în receptoare.

Astfel de filtre își găsesc aplicare în televizoare pentru prevenirea pătrunderii semnalului sonor în canalul imaginii, unde acestea se amplasează de obicei foarte aproape unul de altul, în scopul reducerii benzii de trecere a circuitului de intrare.

În banda frecvențelor audio, filtrele de absorbție își găsesc utilizare, de exemplu, la înlăturarea zgomotului produs de acul dozei în difuzor (de obicei spectrul de frecvențe al acestui zgomot se află între 2 500 și 5 000 Hz). Principiul de funcționare a unui astfel de filtru constă, după cum se vede din schema dată în fig. 10, în șuntarea frecvențelor perturbatoare, ceea ce se realizează prin alegerea capacității corespunzătoare C_2 a filtrului și prin stabilirea rezonanței de tensiune a circuitului L_2C_2 . Cu ajutorul rezistenței variabile R_1 se poate regla banda de frecvențe tăiate de circuit, iar tensiunea de la grila tubului de amplificare poate fi obținută de la bornele rezistenței R_2 .

Pe același principiu se bazează utilizarea reguletoarelor de timbru, care servesc la varierea timbrului difuzorului. Schema cea mai simplă a regulatorului de timbru este dată în fig. 11. O astfel de schemă permite slăbirea frecvențelor audio superioare, care imprimă timbrului o nuanță metalică neplăcută.

O schemă mai perfecționată a regulatorului de timbru este dată în fig. 12. Brațul drept al schemei de filtrare șuntează frecvențele audio mai înalte, iar brațul stâng —

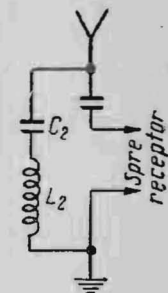


Fig. 9. Filtrul de șuntare din antena de recepție.

frecvențele audio mai joase. Prin variația poziției cursorului pe rezistența R , se poate varia impedanța brațelor filtrului, impunând prin aceasta intrarea sau pierderea unei anumite frecvențe.

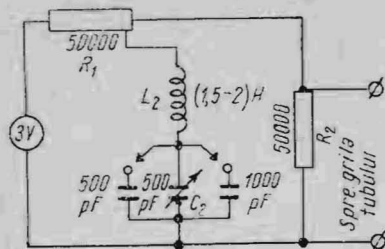


Fig. 10. Filtrul pentru înlăturarea zgomotului produs de acul dozei.

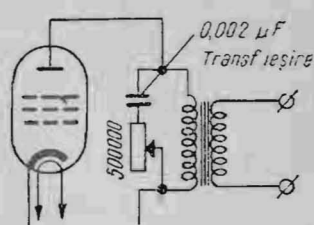


Fig. 11. Schema simplă a regulatorului de timbru.

Schemele examinate, aplicate ca filtre, nu satisfac totdeauna condițiile impuse filtrelor. Așa, de exemplu, ele nu separă destul de net frecvențele apropiate, adică posedă o acțiune de filtrare redusă.

Pentru a obține filtre care să funcționeze mai bine, se folosesc combinații speciale ale circuitelor simple examinate mai sus. Schemele care se obțin nu trebuie să asigure numai o separație a frecvențelor apropiate, ci trebuie să și suprimă efectiv frecvențele nedorite, sau cum se spune trebuie să posede o suficientă *pantă de tăiere a frecvențelor*. Astfel de scheme poartă denumirea de *filtre electrice*.

Dacă se ține seama de modul de funcționare, se deosebesc patru clase principale de filtre:

- 1) filtre trece-jos;
- 2) filtre trece-sus;
- 3) filtre trece-bandă;
- 4) filtre oprește-bandă.

Se va examina separat fiecare dintre aceste clase de filtre, arătând domeniile de aplicare și se vor arăta caracteristicile lor principale și calculele elementare. Este necesar de menționat că la deducerea relațiilor fundamentale pentru filtre, în teoria lor se fac de obicei o serie de simplificări. Astfel se consideră că: 1) filtrele sînt pasive, adică nu conțin în circuitele lor surse de f.e.m. și nici tuburi electronice; 2) valoarea inductanțelor bobinelor din filtre nu depinde nici de frecvența curentului ce trece prin ele, nici de mărimea lui (aceasta din urmă se referă la cazul bobinelor cu miez magnetic); 3) între elementele separate ale filtrului nu există nici legătură magnetică, nici capacitivă; 4) rezistențele tuturor elementelor din circuitele de filtrare sînt nule, adică în aceste circuite nu se produce absorbție de energie; 5) ieșirea, ca și intrarea filtrului, sînt conectate la rezistențe egale.

2. FILTRE TRECE-JOS

Filtrele trece-jos sînt destinate pentru a lăsa să treacă curentii de orice frecvență (inclusiv curentul de frecvență zero, adică curentul continuu), situată mai jos de o anumită frecvență stabilită dinainte, așa-numita *frecvență de tăiere* sau *frecvență limită*. În același timp, filtrele din această categorie trebuie să împiedice trecerea tuturor curentilor de frecvențe superioare frecvenței de tăiere.

Schema celui mai simplu filtru trece-jos, în L este reprezentată în fig. 13, în care R_s este rezistența de sarcină egală cu rezistența interioară R_i a etajului. După cum se vede din această schemă, inductanța $L_1/2$ a filtrului este conectată în linie în serie, iar capacitatea filtrului $C_2/2$ este conectată între conductoarele liniei, adică în paralel cu „sarcina”. Curentii de frecvențe joase care trec în linie întîmpină din partea inductanței $L_1/2$ o reactanță redusă și trec prin

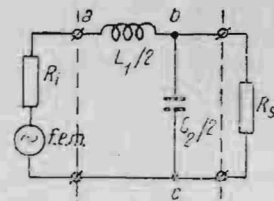


Fig. 13. Filtru trece-jos în L , conectat la o sarcină R_s și la o sursă de f.e.m. de rezistență interioară R_i .

ea mai departe spre rezistența de sarcină R_s , ramificându-se doar în mică măsură în capacitatea $C_2/2$, deoarece aceasta reprezintă pentru curenții de joasă frecvență o reactanță mare. Curenții de înaltă frecvență însă sînt reținuți de inductanță, deoarece aceasta reprezintă pentru astfel de curenți o mare reactanță, iar acei curenți de frecvență înaltă care totuși sînt lăsați de inductanță să treacă, se ramifică, în special, în capacitatea $C_2/2$, care reprezintă pentru ei o reactanță mică. Este evident că această acțiune de șuntare din partea capacității $C_2/2$ depinde nu numai de valoarea reactanței sale pentru anumite frecvențe, ci și de relația dintre această reactanță și rezistența de sarcină legată, ca și condensatorul, între conductoarele liniei. Cu cît este mai mare reactanța X_C a capacității $C_2/2$ pentru frecvența dată, în comparație cu rezistența de sarcină R_s , cu atît o parte mai mare de curent se ramifică prin rezistența R_s și invers. Dacă, de exemplu, pentru frecvența dată, X_C este egală cu R_s , atunci curentul la această frecvență se repartizează între condensator și rezistența de sarcină în părți egale și în consecință acțiunea de filtrare a instalației scade mult. De aceea, după cum se va vedea mai departe, valoarea rezistenței de sarcină a filtrului nu poate fi aleasă arbitrar. Ea trebuie să fie legată de valorile L_1 și C_2 ale filtrului respectiv printr-o relație complet determinată și anume: rezistența de sarcină R_s trebuie să fie egală cu *impedanța caracteristică sau impedanța de undă* a filtrului

$$\rho = \sqrt{\frac{L_1}{C_2}} \quad [\Omega],$$

adică trebuie să aibă loc egalitatea $R_s = \rho$.

Acțiunea descrisă mai sus a filtrului trece-jos, cum și a oricărui alt filtru, se caracterizează prin așa-numita *curbă de răspuns a filtrului în funcție de frecvență*, dată în fig. 14. Pe abscisă se iau în ordine crescătoare frecvențele, iar pe ordonată, așa-numita *atenueare a filtrului* (sau o valoare proporțională a acestuia în decibeli), la frecvențe corespunzătoare, care reprezintă logaritmul natural al raportului tensiunii sau curentului la intrarea filtrului față de aceleași mărimi la ieșirea sa, exprimată în neperi. Partea hașurată a diagramei corespunde frecvențelor pe care filtrul nu le lasă să treacă (*banda de*

oprire), în timp ce partea de diagramă nehașurată corespunde benzii de frecvențe lăsate de către filtru să treacă (*banda de trecere a filtrului*). Se vede din diagramă că atenuarea acestui filtru este egală cu zero pentru toate frecvențele, începînd de la frecvența nulă (curent continuu) pînă la frecvența de tăiere f_2 și că ea crește brusc (în cazul filtrelor ideale), respectiv crește treptat (în cazul filtrelor reale) pentru frecvențe superioare frecvenței de tăiere, deoarece aici inductanța reprezintă o reactanță mare, în timp ce capacitatea începe să șun-
teze vizibil curenții.

Tipul de filtre trece-jos examinat nu este singurul tip de astfel de filtre. Au o largă aplicație și schemele simetrice ale filtrelor, din care fac parte așa-numitele scheme în T și Π , care posedă însușiri mai bune. Filtrele în T și Π se obțin ușor din schema în L. Dacă la punctele b și c ale acestui din urmă filtru se leagă un al doilea filtru identic (cu aceleași valori $L_1/2$ și $C_2/2$), astfel ca punctele b și c ale unuia să se suprapună peste punctele b și c ale celuilalt, atunci se obține schema în T a filtrului trece-jos (fig. 15), în care capacitatea C_2 reprezintă suma a două capacități identice legate între ele,

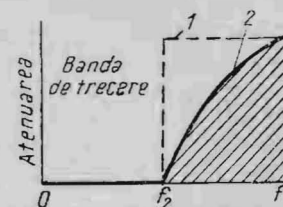


Fig. 14. Curbă de răspuns în funcție de frecvență a filtrului trece-jos: 1 — diagrama filtrului ideal (neînțeles în realitate); 2 — diagrama filtrului real fără pierderi.

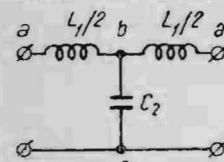


Fig. 15. Filtru trece-jos în T, cu o celulă.

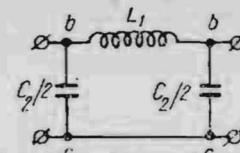


Fig. 16. Filtru trece-jos în Π , cu o celulă.

fiecare egale ca valoare cu $C_2/2$. Dacă însă aceste filtre se leagă unul de altul astfel ca să se suprapună punctele lor a, atunci se va obține schema filtrului trece-jos în Π (fig. 16), la care inductanța L_1 reprezintă suma a două inductanțe $L_1/2$ egale ca valoare, legate în serie.

Funcționarea filtrului în Π este analogă funcționării filtrului în T , diferența între aceste filtre constând numai în aceea că la filtrul în Π există două capacități, fiecare egală cu capacitatea celulei în L , conectate pe ambele laturi ale inductanței, în timp ce la filtrul în T există două inductanțe, fiecare dintre ele egală cu inductanța celulei în L , conectate pe ambele laturi ale capacității. Valorile totale însă ale inductanței și capacității filtrelor în T și Π rămân aceleași.

Schemele de filtre trece-jos descrise mai sus nu asigură o creștere satisfăcătoare a atenuării dincolo de frecvența de tăiere, cu toate că fiecare din aceste tipuri de filtre funcționează, din punctul de vedere al calității filtrării, cu mult mai bine decât filtrele compuse numai din inductanță sau numai din capacitate. Caracteristica de tăiere a filtrului nu depinde numai de elementele din circuitele sale, ci și de numărul de celule ale filtrului. Cu cât este mai mare numărul de celule, cu atât este mai eficace acțiunea filtrului. Numărul de celule din filtrele utilizate efectiv este determinat, pe de o parte, de asigurarea atenuării dorite și, pe de altă parte, de costul instalației. În majoritatea cazurilor, două celule satisfac complet condițiile impuse filtrelor și de multe ori este suficientă chiar o singură celulă. Trei celule se folosesc în cazuri foarte rare.

Filtrele cu mai multe celule se compun prin conectarea în serie a filtrelor dintr-o singură celulă, adeseori cu caracteristici identice. În fig. 17, *a* este arătat modul cum se realizează un filtru cu două celule în T , din două filtre cu o celulă de același tip cu caracteristici identice. Cum inductanțele din mijlocul filtrului sunt legate în serie, ele pot fi înlocuite printr-o singură inductanță L_1 egală cu suma a două inductanțe $L_1/2$. Astfel se obține schema des utilizată cu două celule a filtrului în T (fig. 17, *b*). În mod analog, se poate alcătui schema în T a filtrului trece-jos din orice număr de celule, ținând seama că inductanțele terminale ale filtrului în T posedă valori de două ori mai mici decât fiecare din inductanțele de la mijloc, care se presupun egale între ele.

Analog se alcătuiesc și filtrele în Π cu mai multe celule. În fig. 18, *a* este arătată compunerea unui filtru în Π trece-jos, cu două celule. Cum capacitățile din mijlocul filtrului se leagă între ele în paralel, ele pot fi înlocuite printr-o singură capacitate C_2 , egală cu suma a două ca-

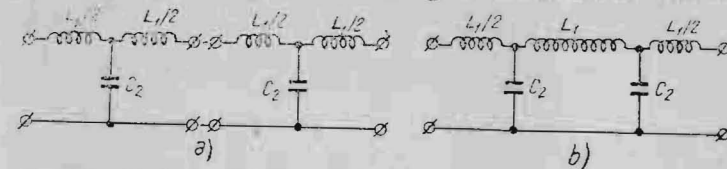


Fig. 17. Realizarea unui filtru trece-jos în T , cu două celule.

pacități, fiecare egală cu $C_2/2$. Astfel se obține schema des utilizată a filtrului în Π cu două celule (fig. 18, *b*). În același mod se poate compune schema în Π a filtrului trece-jos din orice număr de celule, ținând seama de faptul că capacitățile terminale ale filtrului în Π posedă valori de două ori mai mici decât fiecare din capacitățile de la mijloc, care se presupun egale între ele.

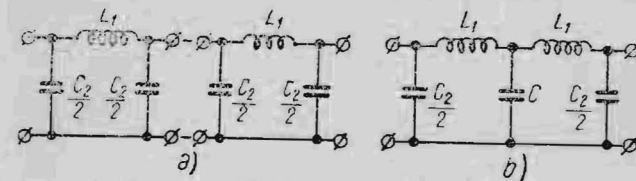


Fig. 18. Realizarea unui filtru trece-jos în Π , cu două celule.

Dacă filtrele au pierderi (date de rezistențe) se produce o oarecare atenuare a frecvențelor și în banda de trecere. În general, existența pierderilor din filtru face ca toate fenomenele să fie mai line, iar curbele să aibă o rază de curbură mai mare. Alegerea tipului de filtru depinde de comoditatea utilizării lui. De obicei, în cazurile când este dorit obținerea la ieșirea filtrului a unei tensiuni cât mai constante, independent de condițiile la intrare în filtru, se preferă utilizarea filtrului în T . Dacă însă se cere să se mențină în rezistența de sarcină, când aceasta variază, un curent cât mai constant, se preferă utilizarea filtrelor în Π . Se înțelege că aceasta constituie

doar o regulă generică, deoarece în fiecare caz condițiile de funcționare a filtrului sînt determinate de o serie de cu totul alți factori. Suma însă a tuturor inductanțelor și capacităților care intră în ambele tipuri de filtre trebuie să fie totdeauna aceeași la același număr de celule.

3. CALCULUL FILTRELOR TRECE-JOS

După cum s-a arătat, frecvența de la care începe panta atenuării se numește frecvență de tăiere. Calculul filtrului constă în determinarea valorilor inductanței L_1 și a capacității C_2 , care asigură obținerea frecvenței limită de tăiere f_2 dată. Afară de aceasta se determină și numărul de celule necesar pentru obținerea pantei de tăiere cerute. Pentru filtrele trece-jos, atât în T cît și în II valorile capacităților (în μF) și ale inductanțelor (în H) pentru obținerea tăierii la frecvența f_2 dată se determină prin formulele

$$L_1 = \frac{R}{\pi f_2} = \frac{0,318R}{f_2} = \frac{2R}{\omega_2} \text{ [H]}, \quad (1)$$

$$C_2 = \frac{10^6}{\pi f_2 R} = \frac{318\,000}{f_2 R} = \frac{2 \cdot 10^6}{\omega_2 R} \text{ [pF]} \quad (2)$$

$$\omega_2 = \frac{2 \cdot 10^6}{\sqrt{L_1 C_2}} \quad (3)$$

sau

$$f_2 = \frac{1\,000}{\pi \sqrt{L_1 C_2}} = \frac{318}{\sqrt{L_1 C_2}} \text{ [Hz]}, \quad (3)$$

unde R este dat în ohmi.

Notățiile L_1 și C_2 corespund notațiilor din fig. 13—18.

Mărimea R , care intră în formulele date mai sus, reprezintă rezistența de sarcină a filtrului, adică rezistența circuitului la care se conectează filtrul. După cum am menționat, teoria filtrelor presupune că intrarea și ieșirea filtrului sînt conectate la rezistențe active, egale ca valoare. Filtrul va funcționa satisfăcător numai dacă R este egal cu impedanța caracteristică a filtrului

$$\rho = 1\,000 \sqrt{\frac{L_1}{C_2}} \text{ [\Omega]}, \quad (4)$$

unde L_1 se exprimă tot în H, iar C_2 tot în μF .

Această impedanță caracteristică a filtrului are un caracter activ și nu depinde de numărul său de celule, ci numai de raportul dintre inductanțele și capacitățile componente ale filtrului. Cum „sarcina”, care ar avea caracterul unei reactanțe și care nu ar fi egală cu ρ , ar deranja funcționarea filtrului, problema calculului oricărui filtru nu constă numai în alegerea mărimilor corespunzătoare L_1 și C_2 , care determină frecvența de tăiere, ci și în adaptarea rezistenței de sarcină a filtrului la impedanța sa caracteristică. Dacă sînt cunoscute rezistența sursei de curent care alimentează filtrul și impedanța sarcinii filtrului, atunci una din ele se ia ca impedanță caracteristică a filtrului. Dacă este cunoscută numai una din aceste impedanțe, aceasta se consideră drept impedanța caracteristică a filtrului, cealaltă mărime adaptîndu-se la ea. Modul în care se face această adaptare a impedanțelor rezultă din exemplul ce urmează.

Exemplu de calcul al filtrului trece-jos

Grilei tubului amplificator T_1 (fig. 19) i se aplică o tensiune care conține frecvențe radio și audio. Este necesar să se separe aceste frecvențe la ieșirea tubului T_1 , astfel ca la grila tubului T_2 să se aplice pentru amplificare numai tensiunea de joasă frecvență. Se dă frecvența de tăiere $f_2 = 20\,000$ Hz (limita audibilității sonore). Rezistența internă R_i a tubului este $200\,000 \Omega$. Rezistența de cuplaj R_1 , cu care se termină filtrul (rezistența de sarcină a filtrului), este $50\,000 \Omega$. Să se aleagă tipul de filtru și să se calculeze.

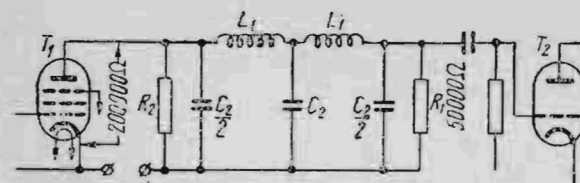


Fig. 19. Schemă pentru exemplul de calcul al filtrului trece-jos.

Se admite că s-a ales un filtru în II. Cum rezistența de sarcină a filtrului R_1 este egală cu $50\,000 \Omega$ și rezistența de la intrarea filtrului trebuie să fie tot $50\,000 \Omega$. Cum la intrarea filtrului este conectat tubul T_1 cu rezistența internă R_i egală cu $200\,000 \Omega$, pentru a micșora această rezistență pînă la $50\,000 \Omega$ trebuie să se lege în paralel cu tubul T_1 o rezistență R_2 , a cărei

valoare se determină din legea de conectare a rezistențelor în paralel, adică

$$\frac{1}{R_1} = \frac{1}{R_1'} + \frac{1}{R_2},$$

sau

$$\frac{1}{50\,000} = \frac{1}{200\,000} + \frac{1}{R_2},$$

de unde

$$\frac{1}{R_2} = \frac{1}{50\,000} - \frac{1}{200\,000} = \frac{3}{200\,000},$$

sau

$$R_2 = \frac{200\,000}{3} = 66\,666\,\Omega.$$

După egalizarea rezistențelor de intrare și de ieșire, se pot determina cu ajutorul formulelor de mai sus și elementele propriu-zise ale filtrului, adică L_1 și C_2 . Din formulele (1) și (2) găsim:

$$L_1 = \frac{0,318R}{f_2} = \frac{0,318 \cdot 50\,000}{20\,000} \approx 0,8\,H,$$

$$C_2 = \frac{318\,000}{f_2 R} = \frac{318\,000}{20\,000 \cdot 50\,000} = 0,00032\,\mu F$$

Se verifică valoarea impedanței caracteristice a filtrului. Conform formulei (4) se găsește:

$$\xi = 1\,000 \sqrt{\frac{L_1}{C_2}} = 1\,000 \sqrt{\frac{0,8}{0,00032}} = 1\,000 \sqrt{\frac{80\,000}{32}} = 50\,000\,\Omega.$$

Cum impedanța caracteristică a filtrului este egală cu impedanțele de intrare și de ieșire ale filtrului, filtrul este adaptat la impedanța de sarcină.

Capacitățile condensatorului de intrare și ieșire trebuie să fie egale cu $\frac{1}{2} C_2$, adică de $0,00016\,\mu F$ fiecare.

Pentru ca filtrele reale să se apropie cât mai mult de filtrele examinate, prevăzute cu elemente pur reactive, toate elementele componente ale filtrelor trebuie să aibă pierderi cât mai mici și factori de calitate cât mai mari. Aceasta din urmă se realizează nu numai prin calitatea elementelor înseși, ci și prin influența lor reciprocă, precum și prin influența asupra altor elemente vecine, adică printr-un montaj în-

grijit și bine gândit al instalațiilor de filtrare. În stadiul actual al tehnologiei producerii pieselor circuitelor electrice, condensatoarele se realizează în condiții foarte apropiate de cele ideale. Cum condensatoarele fabricate au pierderi mici (factorul de calitate Q_L atinge valori egale cu 1 000 și mai mult), sursa principală de pierderi a instalației de filtrare o constituie bobinele de inductanță. Crearea bobinelor de inductanță cu pierderi mici, avînd dimensiuni de gabarit raționale, a constituit un succes important, prin utilizarea unor bobine de construcție specială și unor magnetodielectrice la fabricarea miezurilor, care permit varierea valorii inductanței bobinelor între limite relativ largi, fără să se introducă pierderi vizibile. Totuși, bobinele de inductanță cu un Q_L care rar depășește valoarea de 200—250 sint, în general, acelea care determină factorul de calitate a circuitului. Practica arată că atunci cînd Q_L al bobinei este de ordinul 20 și mai mult, influența pierderilor este destul de redusă și este posibilă metoda de calcul bazată pe ipoteza că filtrul este fără pierderi.

Calculul dat pentru filtru presupune că impedanța de sarcină în toată banda de trecere a frecvențelor este egală cu impedanța caracteristică a filtrului. În practică este foarte greu să se ajungă la o astfel de adaptare, însă trebuie să se tindă către aceasta cu toate mijloacele și de aceea impedanțele de sarcină trebuie alese pe cît posibil din acelea care nu depind de frecvență. Această condiție se referă în egală măsură și la elementele filtrului. În plus, pentru că inductanța bobinelor cu miez magnetic nu trebuie să varieze în funcție de curentul care trece prin ele, aceasta, după cum se știe, se realizează prin inducerea, în miezul de oțel, a întrefierului cu aer. De asemenea, este necesară ecranarea bobinelor sau amplasarea lor astfel ca să fie exclusă posibilitatea cuplajului magnetic între ele. În ce privește valorile lui L_1 și C_2 , determinate prin calcul, acestea de obicei nu au valori exact corespunzătoare pieselor existente în comerț. De aceea, în practică se alege din bobinele și condensatoarele existente în comerț cele mai apropiate de valorile obținute prin calcul și se recalculează filtrul pentru aceste valori. După aceea se determină diferența între con-

dițiile impuse și rezultatele obținute prin recalculare. Dacă nepotrivirea este mică, de ordinul câtorva procente, atunci se pot accepta condițiile de funcționare puțin înrăutățite ale filtrului astfel realizat. În caz contrar, este necesar să se modifice rezistența de cuplaj și să se calculeze din nou filtrul.

Influența principală a pierderilor din filtru se manifestă astfel :

- 1) în banda de trecere se introduce o mică atenuare;
- 2) în banda de oprire și punctele unde atenuarea trebuie să fie de valoare infinită, ea se obține de valoare finită;
- 3) trecerile la frecvențe limită sînt mai puțin bruște.

4. FILTRUL TRECE-JOS ÎN CIRCUITUL REDRESORULUI

Din diferitele aplicații ale filtrelor trece-jos în diversele domenii ale electrotehnicii și ale radiotehnicii, se va examina numai folosirea lor în redresoare.

Filtrul care se conectează în circuitul de ieșire al redresorului, în vederea netezirii pulsațiilor, este în fond un filtru trece-jos, deoarece el trebuie să lase să treacă numai curentul de frecvență zero, adică componenta continuă a curentului redresat, și trebuie să oprească trecerea tuturor componentelor sale alternative.

Funcționarea redresorului cu un astfel de filtru este arătată în fig. 20. Tensiunea alternativă 1 a rețelei, aplicată înfășurării primare a transformatorului, dă la bornele înfășurării secundare o tensiune de valoare 2, ce se aplică la anozii tuburilor de redresare. Curentul care trece prin circuitul anodic are un caracter pulsatoriu 3. Dacă radioreceptorul se alimentează cu un curent de această formă, atunci în cască sau în difuzor se aude un „zgomot de fond”, care are frecvența pulsațiilor curentului anodic al redresorului (în schema din fig. 20 se manifestă cel mai mult frecvența egală cu dublul frecvenței curentului care alimentează înfășurarea primară a trans-

formatorului). Pentru a suprima acest zgomot de fond care tulbură recepția, trebuie să se aplice receptorului numai componenta continuă a curentului redresat, toate componentele alternative urmînd să fie reținute. Această problemă poate fi soluționată de către filtrul trece-jos.

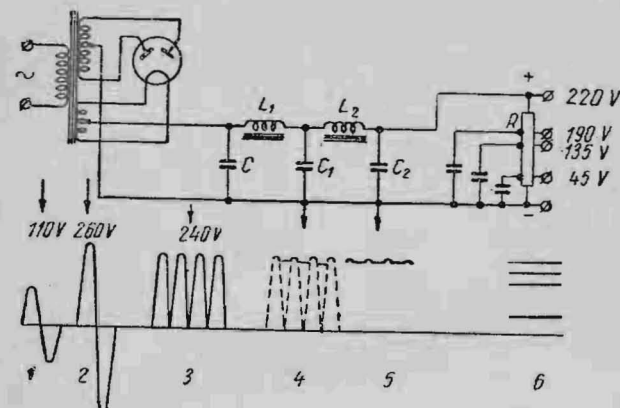


Fig. 20. Schema de redresare cu dublă alternanță cu kenotron, intrarea pe condensator, cu filtru de netezire din două celule și cu rezistență de stabilizare.

Componenta continuă trece prin inductanța bobinei de șoc totdeauna într-un singur sens, deoarece ea nu poate trece prin capacitățile filtrului. Componentele alternative, însă, nu trec prin inductanță, deoarece aceasta prezintă pentru curenții alternativi o reactanță destul de mare. Componentele alternative se închid prin capacități care reprezintă pentru ele o reactanță mică (la frecvențe corespunzătoare). Pentru obținerea unui curent redresat bine netezit este suficientă utilizarea filtrului cu două celule.

Dacă, de exemplu, se iau inductanțe de ordinul a 20—30 H fiecare (în care caz inductanțele trebuie să fie cu miez de oțel) și capacități de ordinul a 4—8 μF fiecare, atunci frecvența de tăiere a unui astfel de filtru este de ordinul a 30—20 Hz. La un astfel de filtru nu sînt lăsate să treacă frecvențele superioare valorii de

30—20 Hz, și în special nu trece frecvența de 100 Hz, astfel că practic sînt suprimate toate zgomotele date de frecvența de alimentare de 50 Hz.

În general, calculul unui filtru de netezire, chiar simplificat, constituie o problemă destul de complicată, deoarece funcțiunile unui astfel de filtru nu sînt reduse numai la filtrarea pulsațiilor de tensiune. Condensatorul C , de exemplu, este în același timp și regulatorul valorii tensiunii redresate, deoarece în timpul încărcării el absoarbe pulsațiile curentului redresat și le restituie în linie în timpul cînd tensiunea din condensator scade. Condensatorul C_1 de fapt absoarbe pulsațiile de curent, care deși sînt atenuate de către bobina L_1 , se strecoară totuși prin condensatoare. La al treilea condensator C_2 , pulsațiile practic lipsesc și el se află totdeauna în stare de încărcare completă. Acest condensator joacă rolul unui „rezervor de curent”, care menține constantă tensiunea de ieșire a filtrului, chiar dacă curentul consumat de instalație, alimentată de redresor, variază brusc, dintr-o cauză oarecare, cum ar fi de exemplu în timpul creșterii bruste a semnalelor aplicate receptorului (strigăte). La calculul complet a filtrului trebuie să se țină seama de toate aceste circumstanțe.

Tipul de filtru de netezire examinat poartă denumirea de filtru cu intrarea pe condensator. În scopul netezirii mai poate fi utilizat și filtrul cu intrarea pe inducțantă (condensatorul C din fig. 20 lipsește). La condiții egale, filtrul de netezire cu intrarea pe condensator debitează la ieșire un curent continuu de tensiune mai înaltă decît filtrul cu intrarea pe inducțantă (v. de asemenea p. 26) el însă cere ca tubul redresor să lase să treacă în siguranță vîrfuri mari de curent necesare încărcării condensatorului C . Așadar, pentru un anumit tub, filtrul cu intrarea pe condensator poate să asigure, în general, un curent de sarcină mai mic, fără riscul deteriorării tubului. În cazurile cînd astfel de vîrfuri de curent pot fi periculoase pentru tubul redresor, cum ar fi de exemplu în cazul gazotroanelor, filtrul de netezire trebuie să înceapă cu inducțanța. De aceea, la receptoare, care necesită totdeauna pentru alimentare un curent relativ mic, se folosesc filtre cu intrarea pe condensator,

iar ca tuburi redresoare se utilizează chenotroane. La emițătoare, unde se cer pentru alimentare curenți mari, se folosesc ca tuburi redresoare gazotroane. Cum gazotroanele nu suportă suprasarcini (șocuri de curent), în cazul acesta se utilizează filtre de netezire cu intrarea pe bobina de șoc.

Uneori, în schemele de redresare se utilizează ca filtru de netezire un singur condensator C . Folosirea unui singur condensator de acest tip, care șuntează ieșirea redresorului, apare ca rațională numai în cazul sarcinilor mici, cum ar fi de exemplu la alimentarea oscilografelor catodice, la care coeficientul de netezire a al tensiunii nu depășește aproximativ 10%.

În acest caz capacitatea C , care depinde de rezistența de sarcină R ce se conectează în paralel cu ea și de frecvența pulsațiilor curentului redresat, poate fi determinată fie aproximativ după formula

$$C = \frac{31,8 \cdot 10^6}{f R a} [\mu F], \quad (5)$$

în care: f este frecvența pulsațiilor curentului redresat, în Hz;

R — rezistența de sarcină, în Ω ;

a — coeficientul de netezire al pulsațiilor, în %.

În diagrama dată în fig. 21, în care dreapta notată cu 50 Hz se referă la redresarea unei alternanțe, dreapta notată cu 100 Hz, la redresarea ambelor alternanțe și dreapta 150 Hz, la redresarea trifazată. Valoarea capacității dedusă din diagramă trebuie înmulțită cu doi. Folosirea diagramei este explicată prin exemplul ce urmează.

Exemplu. Un redresor pentru redresarea ambelor alternanțe debitează o tensiune continuă de 300 V la un curent redresat de 5 mA, cu un coeficient de netezire al pulsațiilor $a=1\%$ ($a=0,01$). Să se găsească capacitatea necesară C a filtrului.

Se determină rezistența de sarcină

$$R = \frac{300}{5 \cdot 10^{-3}} = 60 \cdot 10^3 [\Omega].$$

Din diagramă se găsește că la redresarea ambelor alternanțe (curba notată cu 100 Hz), pentru $a=0,01$, produsul RC [$k\Omega \cdot \mu F$] = 100, de unde

$$C = \frac{160}{60} 2,7 \mu F,$$

Astfel, în cazul nostru este necesară o capacitate egală cu $2 \cdot 2,7 = 5,4 \mu F$ sau practic $5 \mu F$.

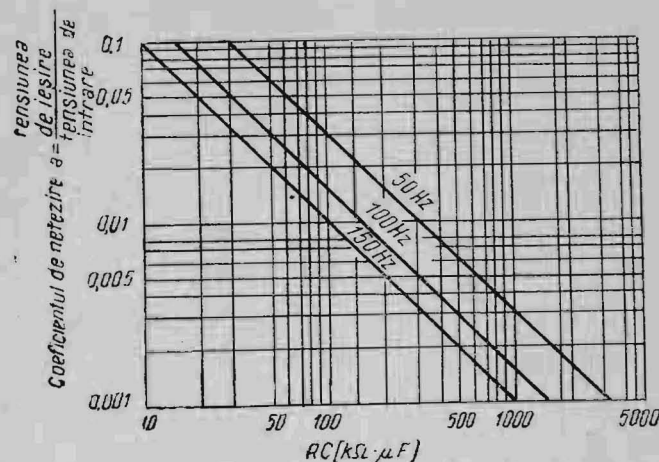


Fig. 21. Diagrama pentru calculul elementelor filtrului de netezire format din capacitate și din rezistență.

În cazul filtrului de netezire cu intrarea pe inducțanță, la determinarea valorilor necesare pentru L și C se poate utiliza diagrama din fig. 22, analogă diagramei din fig. 21. În cazul filtrului de netezire cu o celulă, diagrama din fig. 22 dă direct produsul LC (corespunzător valorilor L_1 și C_1 din fig. 20) pentru coeficientul de netezire a dat. Dacă însă filtrul este format din două celule, așa cum este arătat în fig. 20, atunci pentru fiecare celulă se găsesc valorile separate ale produselor, în funcție de coeficienții de netezire admiși pentru fiecare filtru (a_1 pentru $L_1 C_1$ și a_2 pentru $L_2 C_2$), coeficientul rezultat de netezire a fiind egal cu produsul dintre a_1 și a_2 , adică $a = a_1 a_2$. Dacă celulele sînt identice, este evident că $a = a_1^2$.

În prezent, radioamatorii folosesc de obicei redresarea ambelor alternanțe (chenotroane cu doi anodi, de exemplu 5U4C), astfel că pentru calculul filtrului de netezire trebuie folosită dreapta notată pe diagrama din fig. 22

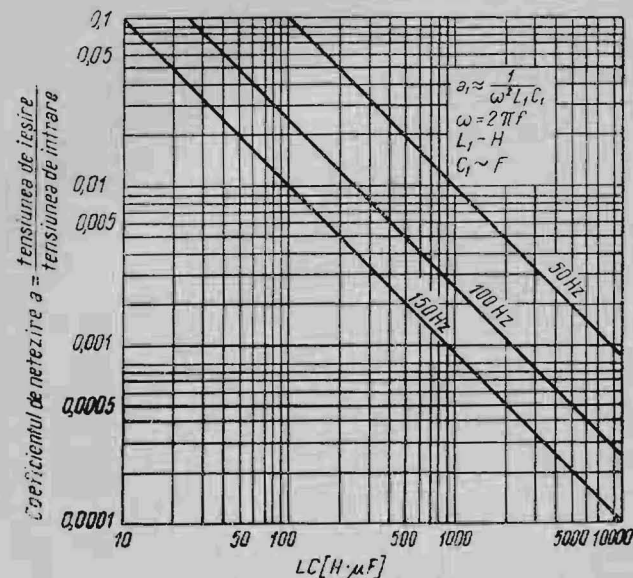


Fig. 22. Diagrama pentru calculul elementelor filtrului de netezire format din inductanță și capacitate.

cu 100 Hz. Practic, nu se va auzi zgomotul de fond la ieșirea receptorului, dacă coeficientul rezultat de netezire a se află între limitele 0,0005 și 0,0001 (0,05 % și 0,01 %). Chiar dacă a se ia egal cu 0,05 %, rezultă din diagrama din fig. 22 că la filtrul cu o celulă, produsul LC (la 100 Hz) trebuie să fie de ordinul a 5 000 $H \cdot \mu F$ iar la filtrul cu două celule (așa cum se execută de obicei în practică), cu ambele celule identice, produsul LC al fiecărui filtru trebuie să fie numai de aproximativ 110 $H \cdot \mu F$. Aceasta se vede din faptul că coeficientul de netezire al fiecărei celule trebuie să fie în acest caz $a_1 = \sqrt{a} = \sqrt{0,0005} \approx 0,023$, ceea ce corespunde produsului $LC \approx 110 H \cdot \mu F$. De aici rezultă că pentru obținerea unei

bune neteziri, la filtrul cu o celulă vor fi necesare inductanțe și capacități foarte mari (deci scumpe și neeconomice), în timp ce la filtrul cu două celule, acesta se realizează relativ ușor.

Metoda de calcul expusă se aplică și în cazul filtrelor cu intrarea pe condensator, dacă se consideră drept pulsații la intrarea filtrului, pulsațiile de la condensatorul C din fig. 20. Aceste pulsații nu depășesc de obicei 5—15%, în cazul filtrării mai departe în L și pot fi determinate prin formula aproximativă

$$a \approx \frac{25 \cdot 10^6}{fRC} [\%], \quad (6)$$

în care: f este frecvența pulsațiilor, în Hz;

R — rezistența de sarcină, în Ω ;

C — capacitatea, în μF .

Din cele arătate s-ar părea că acțiunea de netezire a filtrului ar depinde numai de produsul LC , indiferent de valorile separate pentru L și C . Aceasta însă nu este adevărat. În fiecare caz în parte există o valoare minimă L_1 (a inductanței primei celule), sub care nu se poate trece, deoarece rolul ei este de a menține un curent în circuitul filtrului, când tubul redresor nu mai permite trecerea curentului. Dacă L_1 ar fi prea mic, condensatorul s-ar descărca complet în timpul semiperioadelor de descărcare, iar vîrfurile de curent cerute tubului pentru o nouă încărcare a condensatorului ar fi prea mari, și tensiunea din rezistența de sarcină ar varia prea mult.

Calculul demonstrează că valoarea minimă sau critică a inductanței primei celule a filtrului, în cazul redresării unei alternanțe, este

$$L_{1cr} \approx \frac{R_{ef}}{23},$$

iar în cazul redresării ambelor alternanțe, este

$$L_{1cr} \approx \frac{R_{ef}}{940}.$$

Aici R_{ef} este rezistența efectivă a sarcinii redresorului și se compune din rezistența de sarcină utilă R_s , egală cu raportul dintre tensiunea de la ieșirea filtrului și cu-

rentul din rezistența de sarcină, din rezistența R_{dr} a bobinei de șoc, din rezistența R_{tr} a transformatorului redresorului și din rezistența R_r a tubului redresor. Toate aceste valori depind de puterea instalației de redresare și pot fi calculate pentru fiecare caz în parte. Pentru practica radioamatorilor se poate lua în medie L_{1cr} egal cu aproximativ 8—10 H, iar capacitatea C a celei filtrului se determină prin raportul dintre produsul LC și L . De obicei capacitățile din fiecare celulă a filtrului sînt de 4—8 μF , ceea ce asigură în cazul filtrului din două celule un coeficient rezultat de netezire de ordinul a 0,04%. Bobina de magnetizare a difuzorului electro-dinamic poate fi folosită ca una din bobinele de șoc ale filtrului de netezire, însă dintr-o serie de cauze această bobină lucrează ca bobină de șoc mai puțin satisfăcător și chiar poate să constituie cauza unui zgomot de fond suplimentar, dacă nu se iau măsuri corespunzătoare.

În sfîrșit, funcționarea redresorului poate fi și mai mult ameliorată, dacă acesta nu se leagă direct, să zicem la receptor, ci la rezistența de sarcină R suplimentară (fig. 20); aceasta stabilizează și mai mult tensiunea la ieșirea filtrului pentru sarcini diferite, previne apariția supratensiunilor la condensatoarele filtrului, atunci cînd filtrul se conectează la sarcină mică și poate să servească ca divizor de tensiune, aplicabil la diferitele circuite ale receptorului care nu cer curenți mari (grile-ecran etc.). Afară de aceasta, rezistența R descarcă condensatoarele filtrului la deconectarea receptorului. Valoarea rezistenței trebuie să fie destul de mare, pentru ca sarcina suplimentară pe care o creează pentru redresor să nu constituie mai mult de 5—10% din curentul consumat în întregul receptor. Practic ea se ia între limitele de 100 000 și 500 000 Ω .

Pentru a evita o interacțiune vătămătoare între circuite, în cazul utilizării acestei rezistențe ca divizor de tensiune pentru alimentarea diferitelor circuite ale aceluiași receptor, fiecare porțiune a rezistenței trebuie să fie însoțită de o capacitate destul de mare (de ordinul câtorva microfarazi în cazul frecvențelor joase și de ordinul câtorva zecimi de microfarad în cazul frecvențelor înalte). Aceste capacități, în afară de faptul că contribuie la sta-

bilirea și filtrarea în continuare a tensiunii redresate, formează împreună cu rezistențele pe care le șuntează așa-numitele filtre de decuplare.

Este necesar de menționat că un filtru de netezire calculat corect poate să nu dea rezultatele așteptate dacă nu este montat corect. Dacă, de exemplu, bobina de șoc a filtrului s-ar conecta la conductorul negativ al tensiunii redresate și dacă acest conductor s-ar lega la pământ (ceea ce de obicei se și face), atunci pulsațiile tensiunii redresate ar putea trece spre rezistența de sarcină, ocolind bobinele prin capacitatea între înfășurarea secundară a transformatorului și pământ, ceea ce ar duce la apariția unui zgomot de fond la rezistența de sarcină. De aceea se recomandă ca bobinele să se lege numai la conductorul pozitiv al tensiunii redresate. Apoi, este necesar ca bobinele de șoc și transformatorul de putere să fie astfel amplasate încât cuplajul lor mutual provocat de fluxurile magnetice să fie redus la minim. De obicei, amplasarea optimă a pieselor redresorului se determină pe cale experimentală.

În încheierea expunerii asupra filtrelor trece-jos este cazul să se arate că ele se utilizează ca instalații de protecție împotriva perturbațiilor provocate de diferite zgomote de natură electrică (perturbații industriale). O schemă de acest gen care nu necesită explicații este arătată în fig. 23. Filtrele trece-jos își găsesc aplicare și în emițătorii de radio, unde nu trebuie să lase să treacă în circuitul antenei armonicele superioare, produse de generatorul cu tuburi. Din cauza

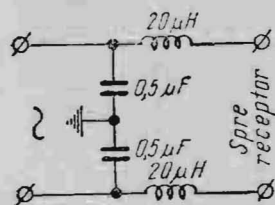


Fig. 23. Cel mai simplu filtru pentru eliminarea perturbațiilor de natură industrială.

altor funcțiuni suplimentare executate de astfel de filtre („circuite intermediare”), calculul lor se deosebește puțin de calculul expus mai sus. Se înțelege că aici nu pot fi arătate toate aplicațiile filtrelor trece-jos și calculele lor.

5. FILTRE TRECE-SUS

Filtrele trece-sus au sarcina de a lăsa să treacă toți curenții de frecvențe situate mai sus de o anumită frecvență stabilită dinainte — așa-numita *frecvență de tăiere sau frecvență limită* — și totodată de a împiedica tăierea curenților care au frecvențe inferioare frecvenței de tăiere. Schema celui mai simplu filtru în L trece-sus este reprezentată în fig. 24. Curenții de frecvențe superioare care trec prin circuitul în care este conectat filtrul, întâmpină în capacitatea $2C_1$ o reactanță comparativ mai mică decât reactanța inductanței $2L_2$ conectată în paralel pe linie.

Așadar, curenții se vor ramifica în acest circuit într-o măsură mică și trec în cea mai mare parte prin rezistența de sarcină R_s a filtrului. În ce privește frecvențele inferioare, aici fenomenele se desfășoară în ordinea inversă: dacă capacitatea $2C_1$ s-a ales de valoare corespunzătoare, ea reprezintă pentru acești curenți o reactanță foarte mare, care se opune trecerii lor. În schimb inductanța reprezintă pentru frecvențe inferioare o reactanță foarte mică, astfel că frecvențele inferioare, care au reușit totuși să treacă prin capacitatea $2C_1$, se închid prin această inductanță. Se înțelege de la sine că acțiunea de șuntare a inductanței $2L_2$ asupra curenților de frecvențe superioare nu depinde numai de valoarea reactanței sale pentru anumite frecvențe, ci și de relația dintre valorile acestei reactanțe și a rezistenței de sarcină R_s , legată în paralel cu $2L_2$. Cu cât este mai mică reactanța inductivă X_L a inductanței pentru frecvențele respective, în raport cu R_s , cu atât mai mare va fi curentul ce se ramifică prin inductanță și cu atât mai mic va fi cel ce străbate rezistența de sarcină, și invers. De aceea, și în cazul filtrului trece-sus, ca și în cazul filtrului trece-jos, mărimile C_1 și L_2 ale filtrului trebuie să fie adaptate la rezistența de sarcină R_s a filtrului.

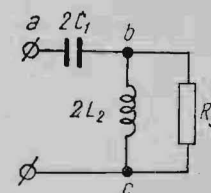


Fig. 24. Filtru trece-sus, în L, conectat la sarcina R_s .

Curba de răspuns în funcție de frecvență a filtrului trece-sus este arătată în fig. 25. Ca și în cazul filtrelor trece-jos, suprafața hașurată de pe figură corespunde benzii de frecvențe oprite de filtru. Din diagramă se vede că pentru frecvențe cuprinse între frecvența zero și frecvența de tăiere f_1 , atenuarea prezintă o valoare determinată. Începând de la frecvența de tăiere, atenuarea scade pînă la zero, iar filtrul lasă să treacă toate frecvențele situate mai sus de f_1 . La filtrele reale trece-sus, atenuarea scade treptat. Cu cît este mai mic factorul de calitate al elementelor filtrului, deci cu cît filtrul are pierderi mai mari, cu atît mai puțin netă apare limita între banda de trecere a filtrului și banda de oprire.

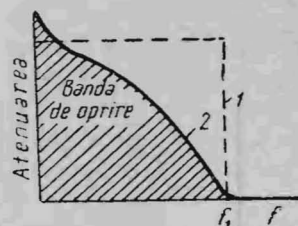


Fig. 25. Curba de răspuns, în funcție de frecvență, a filtrului trece-sus:

1 — filtrul ideal (neîncălzit în realitate); 2 — filtrul real, fără pierderi.

Ca și în cazul filtrelor trece-jos, o largă răspîndire au căpătat schemele simetrice ale filtrelor trece-sus în T și în II. Dacă la filtrul în L (fig. 24) se conectează un al doilea filtru identic, astfel ca punctele lor analoge c și b să coincidă, se obține schema filtrului trece-sus în T (fig. 26), în care inductanța L_2 reprezintă suma a două inductanțe $2L_2$, egale între ele ca mărime, legate în

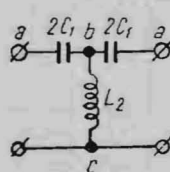


Fig. 26. Filtrul trece-sus, în T, cu o celulă.

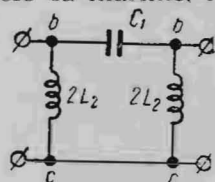


Fig. 27. Filtrul trece-sus, în II, cu o celulă.

paralel. Dacă însă aceste filtre se leagă între ele astfel ca să coincidă punctele lor analoge a, atunci vom obține schema filtrului trece-sus în II (fig. 27), în care C_1 reprezintă suma a două capacități $2C_1$ egale ca mărime,

legate în serie. Funcționarea filtrului trece-sus, în II, este analogă funcționării filtrului în T pentru aceleași frecvențe, iar diferența dintre ele constă numai în aceea că filtrul în II are la intrare și la ieșire inductanțe, în timp ce filtrul în T, capacități. Valorile totale ale inductanței și capacității la filtrele în T și II rămân aceleași.

Schemele de filtre trece-sus examinate nu asigură o atenuare suficientă în banda de tăiere, cu toate că fiecare din aceste filtre funcționează mult mai bine în ceea ce privește filtrarea, decît dacă circuitul ar fi fost compus numai din capacități sau inductanțe. Ca și în cazul

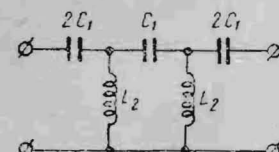


Fig. 28. Conectarea în serie a două celule de filtru trece-sus, în T.

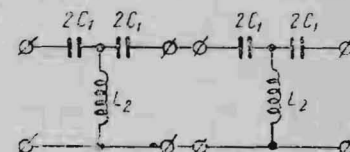


Fig. 29. Schema practică a filtrului trece-sus, în T, cu două celule.

filtrelor trece-jos, atenuarea în banda de tăiere nu depinde numai de pierderi, ci și de numărul de celule ale filtrului. Cu cît numărul de celule este mai mare, cu atît acțiunea filtrului este mai eficace, celelalte condiții fiind aceleași. De obicei, două celule satisfac condițiile impuse filtrelor trece-sus. Filtrul cu două celule poate fi obținut prin legarea în serie a două celule de filtru în T sau în II, dacă caracteristicile lor sînt aceleași. În primul caz (fig. 28), capacitățile interioare, legate în serie, pot fi înlocuite printr-o capacitate rezultantă C_1 . Astfel se obține schema practică a filtrului trece-sus în T, cu două celule (fig. 29). Adăugînd în același mod a treia celulă, se obține filtrul cu trei celule etc. Aici trebuie să se țină seama că capacitățile terminale ale filtrului trece-sus, în T, cu mai multe celule, sînt totdeauna de două ori mai mari decît capacitățile de la mijloc. În cazul al doilea (fig. 30), inductanțele din interiorul filtrului, legate între ele în paralel, se pot înlocui printr-o inductanță rezultantă L_2 și astfel se obține schema practică a filtrului trece-sus în II, cu două celule (fig. 31). În

mod analog se poate alcătui schema filtrului trece-sus, în II, cu orice număr de celule, dacă se ține seama că inductanțele terminale ale filtrului cu mai multe celule sînt totdeauna de două ori mai mari decît inductanțele din interior.

Tot ce s-a spus mai sus cu privire la influența pierderilor în filtrul trece-jos asupra caracteristicii, se aplică în aceeași măsură și la filtrele trece-sus. În lipsa pierderilor, ambele tipuri de filtre au aceeași acțiune de filtrare. Existența pierderilor rotunțește caracteristica filtrului, făcînd ca toate procesele să se desfășoare mai lin. Atenuarea rezultată la filtrul cu mai multe celule crește o dată cu numărul celulelor. Oricare ar fi tipul

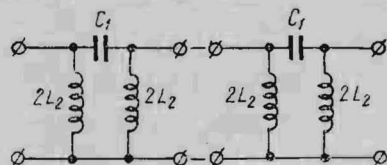


Fig. 30. Conectarea în serie a două celule de filtru trece-sus, în II.

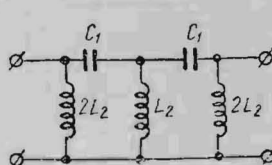


Fig. 31. Schema practică a filtrelor trece-sus, în II, cu două celule.

filtrelor utilizate, suma tuturor capacităților și inductanțelor componente ale filtrelor rămîne aceeași pentru același număr de celule.

6. CALCULUL FILTRELOR TRECE-SUS

Ca și în cazul filtrelor trece-jos, calculul filtrelor trece-sus constă în determinarea frecvenței de tăiere sau a frecvenței limită, care depinde de valorile capacităților și inductanțelor ce compun celula filtrului respectiv. Valorile necesare pentru C_1 și L_2 , atît pentru filtrele în T, cît și pentru cele în II, pentru obținerea frecvenței de tăiere f_1 dată, se determină prin următoarele formule :

$$L_2 = \frac{R}{4\pi f_1} = \frac{0,0796R}{f_1} = \frac{R}{2\omega_1} \quad [\text{H}]. \quad (7)$$

$$C_1 = \frac{10^6}{4\pi f_1 R} = \frac{79\,600}{f_1 R} = \frac{5 \cdot 10^5}{\omega_1 R} \quad [\mu\text{F}]. \quad (8)$$

sau

$$\omega_1 = \frac{500}{\sqrt{L_2 C_1}}. \quad (9)$$

$$f_1 = \frac{79,6}{\sqrt{L_2 C_1}} \quad [\text{Hz}] \quad (9)$$

în care R este dat în Ω .

În ce privește mărimea R , aceasta constituie rezistența de sarcină a filtrului. Ca și în cazul filtrului trece-jos, această rezistență trebuie să fie egală cu impedanța caracteristică a filtrului

$$\rho = 1000 \sqrt{\frac{L_2}{C_1}} \quad [\Omega],$$

unde L_2 este dat în H, iar C_1 în μF .

Dacă R nu este egal cu ρ , atunci, pentru a evita deranjarea filtrului, R trebuie să fie adaptat la ρ . De asemenea și rezistența de intrare a filtrului trebuie să fie egală cu ρ sau adaptată la ρ . În ambele cazuri, R trebuie să aibă caracterul unei rezistențe active.

Pentru a ilustra modul de utilizare al formulelor de mai sus se va calcula un filtru, destinat să lase să treacă frecvențe superioare și să oprească frecvențe inferioare.

Exemplu. Între două tuburi ale unui amplificator de înaltă frecvență s-a conectat un filtru trece-sus (fig. 32). Tubului T_1 i se aplică oscilații care conțin frecvențe înalte și frecvențe joase.

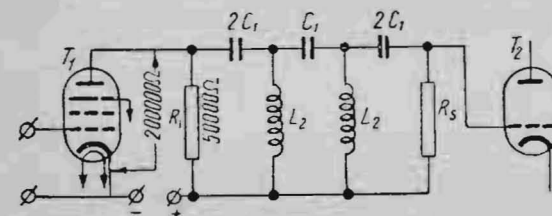


Fig. 32. Schema pentru exemplul de calcul al filtrului trece-sus.

Limita superioară a frecvențelor joase ce urmează să fie tăiate este de 20 000 Hz. Rezistența interioară R_1 a tubului T_1 este de 200 000 Ω , rezistența de cuplaj din circuitul anodic $R_s = 50\,000 \Omega$ fiind

conectată la intrarea filtrului. Rezistența de intrare a tubului T_2 se presupune infinit de mare.

Cum rezistențele R_1 și R sunt conectate în paralel, rezistența lor rezultantă R_0 , care este în același timp și rezistența de intrare a filtrului, se determină din relația:

$$\frac{1}{R_0} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R} = \frac{1}{50\,000} + \frac{1}{200\,000} = \frac{1}{40\,000}$$

astfel că:

$$R_0 = 40\,000\ \Omega.$$

Așadar, pentru ca să nu se altereze caracteristica filtrului, trebuie ca impedanța caracteristică a filtrului și rezistența de sarcină (în cazul de față R_s) să fie egale aproximativ cu R_0 . În acest caz pe baza formulelor de calcul ale filtrelor trece-sus găsim:

$$L_2 = \frac{0,0796 R}{f_1} = \frac{0,0796 \cdot 40\,000}{20\,000} \approx 0,16\ \text{H};$$

$$C_1 = \frac{79\,600}{f_1 R} = \frac{79\,600}{20\,000 \cdot 40\,000} \approx 0,0001\ \mu\text{F};$$

$$f_1 = \frac{79,6}{\sqrt{L_2 C_1}} = \frac{79,6}{\sqrt{0,16 \cdot 0,0001}} = 20\,000\ \text{Hz};$$

$$\rho = 1\,000 \sqrt{\frac{L_2}{C_1}} = 1\,000 \sqrt{\frac{0,16}{0,0001}} = 40\,000\ \Omega.$$

Filtrul se compune din două celule în T, condensatoarele lui exterioare avînd fiecare capacitatea de $2 \cdot 0,0001 = 0,0002\ \mu\text{F}$.

Dacă nu se dispune de valorile L_2 și C_1 rezultate din calcul, atunci trebuie să se ia valorile cele mai apropiate de acestea, sau să se formeze combinații din capacitățile și inductanțele existente, astfel ca aceste combinații să aibă valori apropiate de cele rezultate din calcul și apoi să se calculeze valoarea diferenței între rezultatele obținute la cele două calcule. Dacă această diferență este mare, atunci este necesar să se modifice condițiile de funcționare ale filtrului, sau să se confecționeze condensatoare și bobine speciale.

Trebuie să se aibă în vedere că factorul de calitate al pieselor filtrului trebuie să fie cît mai mare, deoarece un Q redus înrăutățește caracteristica filtrului. La montaj este necesar să se evite cuplaje între bobine. Bobinele de la filtrele trece-sus se fac de obicei fără miezuri magnetice sau cu miezuri dintr-un aliaj magnetic special pentru înaltă frecvență.

Una din aplicațiile filtrelor trece-sus este utilizarea lor în amplificatoarele de joasă frecvență și la difuzoarele electrodinamice de la radioreceptoare, unde au rolul de a suprima zgomotul de fond de 50 sau 100 Hz, precum și de a asigura trecerea tuturor frecvențelor mai înalte.

7. FILTRE TRECE-BANDĂ

Să considerăm două filtre: un filtru trece-jos cu frecvența de tăiere f_2 de 1 000 Hz și un al doilea filtru trece-sus, cu frecvența de tăiere $f_1 = 500$ Hz. Ambele filtre posedă impedanțe caracteristice egale. Să conectăm aceste două filtre între ele, în serie, așa cum este arătat în fig. 33, și să legăm la ieșire rezistența de sarcină R_s , egală cu impedanța caracteristică a filtrelor. Cum va funcționa o astfel de combinație de filtre? Pe baza celor cunoscute mai sus cu privire la filtrele trece-sus și trece-jos, nu este greu să ne dăm seama că combinația de filtre alcătuită: 1) nu va lăsa să treacă spre rezistența de sarcină frecvențe mai mici de 500 Hz — ele nu vor fi lăsate să treacă de către filtrul trece-sus, și 2) nu va lăsa să treacă spre rezistența de sarcină frecvențe mai mari de 1 000 Hz — ele nu vor fi lăsate să treacă de către filtrul trece-jos. Cu alte cuvinte, toate frecvențele ce se aplică rezistenței de sarcină vor fi cuprinse între 500 și 1 000 Hz (fig. 34). O astfel de combinație de filtre poartă denumirea de *filtru trece-bandă*, deoarece el lasă să treacă spre ieșire numai o bandă de frecvențe, stabilită dinainte, sau, după cum s-a spus, posedă o anumită *bandă de trecere*. Schema filtrului trece-bandă, arătată în fig. 33, se compune din două celule de filtru în Π , una trece-sus și cealaltă trece-jos. În mod analog se poate obține un filtru trece-bandă legînd în serie două celule de filtru în T, una trece-sus iar cea-

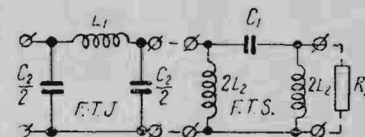


Fig. 33. Conectarea în serie a filtrelor în Π trece-jos și trece-sus; datele caracteristice ale filtrelor sînt identice.

laltă trece-jos, astfel cum este arătat în fig. 35. Un astfel de filtru trece-bandă posedă aceeași curbă de răspuns ca și filtrul din schema dată în fig. 33.

În practică, în afară de filtrele trece-bandă reprezentate în fig. 33 și 35, se utilizează și alte filtre, de tipul celor reprezentate în fig. 36 (filtrul trece-bandă în II cu o celulă) și în fig. 37 (filtrul trece-bandă în T cu o celulă). Comparând aceste scheme cu cele din fig. 33 și 35 se vede ușor cum se pot obține unele din altele.

Funcționarea filtrelor astfel construite poate fi ușor de înțeles, dacă se reamintește modul de comportare într-un circuit de curent alternativ al capacităților și al inductanțelor legate între ele în serie și în paralel. În

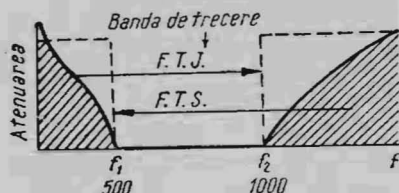


Fig. 34. Curba de răspuns în funcție de frecvență a filtrului trece-bandă.

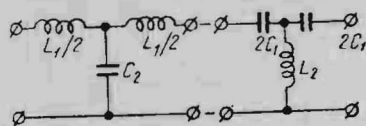


Fig. 35. Conectarea în serie a filtrelor în T, trece-jos și trece-sus; datele caracteristice ale filtrelor sînt identice.

schema din fig. 36 se vede că elementele L_1 și C_1 ale filtrului sînt legate în serie. Un astfel de circuit reprezintă

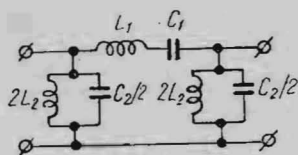


Fig. 36. Schema filtrului trece-bandă, în II, cu o celulă.

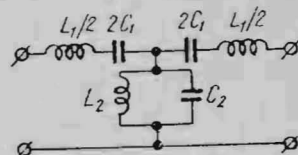


Fig. 37. Schema filtrului trece-bandă, în T, cu o celulă.

o foarte mică impedanță pentru frecvența de rezonanță și pentru frecvențele apropiate de frecvența de rezonanță, precum și o importantă impedanță pentru frecvențele situate de o parte sau de alta a frecvenței de rezonanță.

Cu alte cuvinte, un astfel de circuit lasă să treacă aproape fără atenuare o bandă determinată de frecvențe. În schimb, circuitul conectat între conductoarele liniei, care se compune din elementele $2L_2$ și $C_2/2$ legate în paralel, dacă se acordă la aceeași frecvență de rezonanță ca și circuitul L_1 , C_1 , reprezintă pentru această frecvență și pentru frecvențele apropiate de ea o foarte mare impedanță. Așadar, aceste frecvențe nu trec prin acest circuit. Frecvențele situate mai departe de frecvența de rezonanță a circuitelor, chiar dacă trec parțial prin circuitul L_1 , C_1 , se închid prin circuitul $2L_2$, $C_2/2$ care reprezintă pentru ele o impedanță mică. O astfel de îmbinare a însușirilor de filtrare ale circuitelor oscilante separate, unite într-o singură schemă, dă o acțiune de filtrare exprimată mai net.

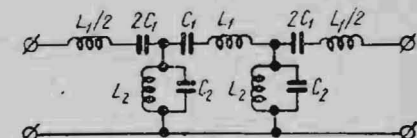


Fig. 38. Filtrul trece-bandă, în T, cu două celule.

Cum filtrele trece-bandă reprezintă o combinație de filtre trece-sus și trece-jos, tot ce s-a spus cu privire la influența, asupra caracteristicii, din partea rezistențelor active, se referă în aceeași măsură și la filtrele trece-bandă. Ca și în cazul filtrelor trece-sus și trece-jos, acțiunea lor de filtrare poate fi ameliorată dacă se folosește schema filtrului cu mai multe celule, la care legea de construire este aceeași ca și în cazul filtrelor trece-sus și trece-jos, adică celulele trebuie să posede, în parte, impedanțe caracteristice egale.

În fig. 38 este dată ca exemplu schema unui filtru trece-bandă, în T, cu două celule. În mod analog se poate alcătui și o schemă trece-bandă, în II, cu două celule. Se propune ca această construcție să se facă ca exercițiu de către cititor.

8. CALCULUL FILTRELOR TRECE-BANDĂ

La calculul filtrelor trece-bandă se cunosc de obicei trei mărimi: rezistențele între care lucrează filtrul (rezistența de la intrarea și cea de la ieșirea filtrului), frec-

vență superioară f_2 și frecvență inferioară f_1 , de tăiere. Pe baza acestor valori date se calculează valorile corespunzătoare pentru inductanțe și capacități. Menținând notațiile din schemele de filtre trece-bandă, de mai sus, formulele de calcul pentru astfel de filtre pot fi prezentate astfel:

$$L_1 = \frac{R}{\pi(f_2 - f_1)} = \frac{0,318 R}{f_2 - f_1} \text{ [H]}; \quad (10)$$

$$C_1 = \frac{(f_2 - f_1) 10^6}{4\pi f_1 f_2 R} = \frac{79\,600 (f_2 - f_1)}{f_1 f_2 R} \text{ [}\mu\text{F]}; \quad (11)$$

$$L_2 = \frac{(f_2 - f_1) R}{4\pi f_1 f_2} = \frac{0,0796 (f_2 - f_1) R}{f_1 f_2} \text{ [H]}; \quad (12)$$

$$C_2 = \frac{10^6}{\pi(f_2 - f_1) R} = \frac{318\,000}{(f_2 - f_1) R} \text{ [}\mu\text{F]}. \quad (13)$$

Frecvența de rezonanță a circuitelor care compun celula este egală cu media geometrică a frecvențelor de tăiere ale filtrului adică:

$$f_0 = \sqrt{f_1 f_2} = \frac{159}{\sqrt{L_1 C_1}} = \frac{159}{\sqrt{L_2 C_2}} \text{ [Hz]}. \quad (14)$$

Aici R , rezistența care constituie sarcina filtrului, este exprimat în ohmi. Ca și în cazul filtrelor trece-sus și trece-jos, R trebuie să aibă un caracter de rezistență activă și să fie egal cu impedanța caracteristică a filtrului trece-bandă:

$$\rho = 1\,000 \sqrt{\frac{L_1}{C_1}} = 1\,000 \sqrt{\frac{L_2}{C_2}} \text{ [}\Omega\text{]}.$$

dacă este necesar să se asigure condiții normale de funcționare a filtrului. Rezistența de intrare a filtrului trebuie să fie de aceeași valoare. Dacă filtrul lucrează pe o linie, atunci rezistența R se ia egală cu rezistența caracteristică a liniei la frecvența f_0 , adică la frecvența de rezonanță a circuitelor componente ale celulelor filtrului.

Se va arăta printr-un exemplu modul de folosire al formulelor de mai sus.

Exemplu. Să se determine elementele filtrului trece-bandă, care lucrează pe o linie cu două conductoare de oțel și care lasă să treacă spectrul de frecvențe cuprins între $f_1 = 100 \text{ Hz}$ și $f_2 = 4\,000 \text{ Hz}$.

Se determină frecvența de rezonanță f_0 egală cu media geometrică a frecvențelor de tăiere:

$$f_0 = \sqrt{f_1 f_2} = \sqrt{100 \cdot 4\,000} = 633 \text{ Hz}.$$

Impedanța caracteristică a liniei de oțel (diametrul conductoarelor este de 3 mm) la $f_0 = 633 \text{ Hz}$ este $R \approx 2\,000 \Omega$. Folosind formulele de mai sus pentru filtrul trece-bandă se vor găsi:

$$L_1 = \frac{0,318 R}{f_2 - f_1} = \frac{0,318 \cdot 2\,000}{4\,000 - 100} \approx 0,16 \text{ H};$$

$$C_1 = \frac{79\,600 (f_2 - f_1)}{f_1 f_2 R} = \frac{79\,600 (4\,000 - 100)}{4\,000 \cdot 100 \cdot 2\,000} \approx 0,39 \mu\text{F};$$

$$L_2 = \frac{0,0796 (f_2 - f_1) R}{f_1 f_2} = \frac{0,0796 (4\,000 - 100) \cdot 2\,000}{4\,000 \cdot 100} \approx 1,56 \text{ H};$$

$$C_2 = \frac{318\,000}{(f_2 - f_1) R} = \frac{318\,000}{(4\,000 - 100) \cdot 2\,000} \approx 0,04 \mu\text{F}.$$

Dacă filtrul este în II, atunci circuitul serie se compune din elementele $L_1 = 0,16 \text{ H}$ și $C_1 = 0,4 \mu\text{F}$, iar circuitul paralel din elementele $2L_2 \approx 3,0 \text{ H}$ și $C_2/2 \approx 0,02 \mu\text{F}$.

9. FILTRELE OPREȘTE-BANDĂ

Filtrele oprește-bandă sînt destinate să suprimă curenții dintr-o anumită bandă de frecvențe, delimitată de o frecvență de tăiere superioară și de o frecvență de tăiere inferioară. Astfel, filtrele oprește-bandă trebuie să lase să treacă curenții de toate frecvențele situate mai sus și mai jos de banda de oprire. De aici rezultă că aceste filtre, ca destinație, sînt exact opuse destinației filtrelor trece-bandă. Astfel, pe baza celor spuse mai sus cu privire la filtrele trece-bandă, se înțelege că filtrele oprește-bandă se pot obține din filtrele trece-bandă, înlocuind în acestea circuitele între ele, adică circuitul care blochează banda de frecvențe dată (paralel) trebuie să fie conectat în linie în serie, iar circuitul serie, care lasă să treacă aceeași bandă de frecvență, trebuie să fie conectat între conductoare în pa-

ralel. Aceasta este atât de clar încât nu necesită explicații suplimentare, astfel că fără nici o greutate se poate desena schema filtrului oprește-bandă (fig. 39), a cărei diagramă este reprezentată în fig. 40. În practică

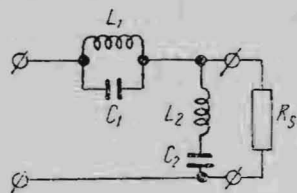


Fig. 39. Filtrul oprește-bandă, în II, conectat la sarcina R_s .



Fig. 40. Curba de răspuns, în funcție de frecvență, a filtrului oprește-bandă.

se utilizează mai mult filtre oprește-bandă simetrice, în T sau în II, corespunzătoare schemelor din fig. 41, a și b, care se obțin ușor din filtrul în L din fig. 39.

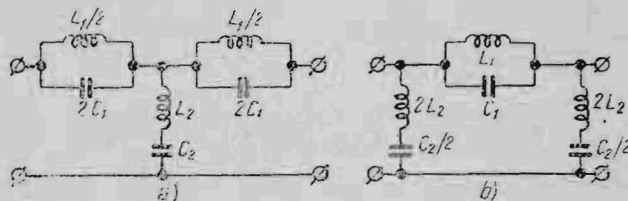


Fig. 41. Filtre oprește-bandă, în T (a) și în II (b), cu o celulă.

Ambele scheme se realizează astfel ca elementele comune, atât în circuitul serie cât și în cel paralel, să rămână aceleași.

10. CALCULUL FILTRELOR OPREȘTE-BANDĂ

Formulele de calcul pentru filtrele oprește-bandă de tipul celor arătate în fig. 41 se prezintă astfel:

$$L_1 = \frac{(f_2 - f_1)R}{\pi f_2 f_1} = \frac{0,318 (f_2 - f_1) R}{f_1 f_2} \quad [\text{H}]; \quad (15)$$

$$C_1 = \frac{10^6}{4\pi(f_2 - f_1)R} = \frac{79\,600}{(f_2 - f_1)R} \quad [\mu\text{F}]; \quad (16)$$

$$L_2 = \frac{R}{4\pi(f_2 - f_1)} = \frac{0,0796}{f_2 - f_1} \quad [\text{H}]; \quad (17)$$

$$C_2 = \frac{(f_2 - f_1) \cdot 10^6}{\pi f_1 f_2 R} = \frac{318\,000 (f_2 - f_1)}{f_1 f_2 R} \quad [\mu\text{F}]; \quad (18)$$

$$f_0 = \sqrt{f_1 f_2} = \frac{159}{\sqrt{L_1 C_1}} = \frac{159}{\sqrt{L_2 C_2}} \quad [\text{Hz}]. \quad (19)$$

în care f_0 este frecvența circuitelor care formează celula filtrului, iar R , rezistența care constituie sarcina filtrului exprimată în ohmi. R trebuie să aibă caracter activ și trebuie să fie egală cu impedanța caracteristică a filtrului

$$\rho = 1\,000 \sqrt{\frac{L_1}{C_2}} = 1\,000 \sqrt{\frac{L_2}{C_1}} \quad [\Omega].$$

Exemplu. Să se determine elementele unui filtru oprește-bandă, care trebuie să oprească banda de frecvențe din intervalul $f_1 = 500$ Hz și $f_2 = 2\,500$ Hz. Rezistența de sarcină a filtrului $R = 2\,000$ Ω .

Inductanța L_1 a celulei filtrului [formula (15)]:

$$L_1 = \frac{(f_2 - f_1)R}{\pi f_2 f_1} = \frac{0,318 (2\,500 - 500) 2\,000}{2\,500 \cdot 500} \approx 1 \text{ H}.$$

Capacitatea C_1 a celulei filtrului [formula (16)]:

$$C_1 = \frac{10^6}{4\pi(f_2 - f_1)R} = \frac{79\,600}{(2\,500 - 500) 2\,000} \approx 0,02 \mu\text{F}.$$

Inductanța L_2 a celulei filtrului [formula (17)]:

$$L_2 = \frac{R}{4\pi(f_2 - f_1)} = \frac{0,0796 \cdot 2\,000}{2\,500 - 500} \approx 0,08 \text{ H}.$$

Capacitatea C_2 a celulei filtrului [formula (18)]:

$$C_2 = \frac{(f_2 - f_1) \cdot 10^6}{\pi f_1 f_2 R} = \frac{318\,000 (2\,500 - 500)}{2\,500 \cdot 500 \cdot 2\,000} \approx 0,25 \mu\text{F}.$$

În cazul schemei filtrului în II (fig. 41, b) aceasta trebuie să aibă următoarele elemente: în ramura serie, o bobină de inductanță $L_1 = 1$ H și un condensator avind capacitatea $C_1 = 0,02$ μF , iar în fiecare ramură paralel, câte două inductanțe L_2 de câte 0,08 H și câte un condensator $C_2/2$, avind capacitatea de 0,125 μF .

Tot ce s-a spus cu privire la influența pierderilor asupra caracteristicii filtrului trece-bandă, se aplică în

aceeași măsură și la filtrul oprește-bandă. Atît filtrul trece-bandă cît și filtrul oprește-bandă se pot executa din mai multe celule, pentru a mări eficacitatea acțiunii lor de filtrare.

11. NOȚIUNI GENERALE CU PRIVIRE LA FILTRELE DE TIPUL k ȘI m ȘI FILTRELE COMPUSE

Filtrele foarte simple examinate mai sus constituie filtre de bază din imensa varietate de filtre electrice. Ele poartă denumirea de filtre de tip k . Înșușirile lor principale sînt următoarele:

1. Dacă se notează reactanța ramurii serie a celulei prin Z_1 și a ramurii paralel prin Z_2 , atunci pentru toate aceste filtre produsul $Z_1 Z_2$ constituie o valoare constantă și egală cu pătratul impedanței caracteristice a filtrului. Așa, de exemplu, pentru filtrul trece-sus avem

$$Z_1 = \frac{1}{\omega C_1}; \quad Z_2 = \omega L_2$$

și produsul

$$Z_1 Z_2 = \frac{L_2}{C_1} = \rho^2;$$

pentru filtrul trece-bandă

$$Z_1 = \omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1}; \quad Z_2 = \frac{1}{\omega C_2 - \frac{1}{\omega L_2}}$$

și produsul

$$Z_1 Z_2 = \frac{L_2}{C_1} = \rho^2$$

și așa mai departe.

2. Impedanța caracteristică (în banda de trecere) prezintă un caracter destul de nestabil, astfel că nu se poate vorbi despre o adaptare perfectă între această impedanță și rezistența de sarcină. De aici rezultă o funcționare nu totdeauna satisfăcătoare a filtrului.

De aceea, adeseori se utilizează filtre de tipul m , care derivă din filtrele de tip k . În aceste filtre o parte din reactanța ramurii serie a filtrului de tip k se trece

în ramura paralel sau invers, iar o parte din reactanța din ramura paralel a filtrului k se conectează în paralel la reactanța circuitului serie a aceleiași celule. Frațiunea din reactanța ramurii care se mută se notează cu valoarea m , de unde și denumirea filtrului: de tip m .

Impedanțele caracteristice și frecvențele de rezonanță ale filtrului respectiv de tip k și ale filtrului de

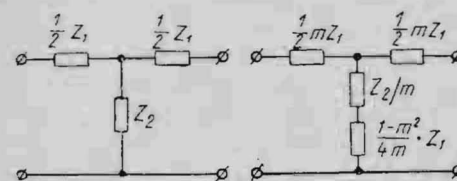


Fig. 42 a. Trecerea de la filtrul în T de tip k la filtrul în T de tip m .

derivat din acesta, de tip m , trebuie să fie egale între ele. De aici rezultă formule de recalculare corespunzătoare, de la un tip de filtru la filtrul analog de celălalt tip. Așa, de exemplu, filtrul în T de tip m , derivat din filtrul de tip k , este arătat în fig. 42a, iar filtrul derivat în II de tip m , în fig. 42b.

Filtrele de tip m prezintă avantajul că impedanța lor în banda de

trecere, în anumite condiții, este mai constantă

decît la filtrele de tip k . Cum frecvențele de rezonanță la ambele tipuri de filtre rămîn neschimbate, rămîne neschimbată și banda de trecere, adică frecvența lor limită nu se schimbă. Aceasta însă apare mai netă la filtrele de tip m . Panta curbei de atenuare urcă mult la trecerea de la filtrul de tip k la filtrul de tip m .

Atenuarea la filtrul de tip m în banda de oprire

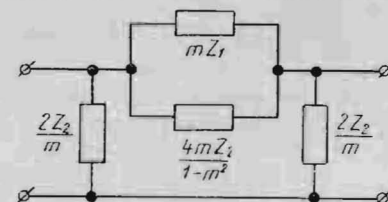


Fig. 42 b. Filtru în II de tip m .

poate însă deveni și mai mică decât la filtrul de tip k , în funcție de valoarea m și de frecvență.

Combinând filtrele de tipul k și de tip m (filtre compuse), se pot obține filtre care să corespundă complet condițiilor impuse în ceea ce privește curba de răspuns în funcție de frecvență etc. Filtrele compuse se încep și se termină printr-o semicelulă¹⁾ a filtrului de tip m (de obicei $m \approx 0,6$). Problema de bază a acestor semicelule constă în constanța impedanței caracteristice în banda de trecere a filtrului, ameliorând adaptarea acestei impedanțe cu rezistența de sarcină.

Aici nu există posibilitate de a da detalii cu privire la filtrele de tip m și la filtrele compuse. Cei care se interesează de aceste probleme se pot documenta din cărți speciale [de exemplu „Îndreptar de radiotehnică” sub redacția ing. B. A. Smirenin, Gosenergoizdat, 1951²⁾]. În acest îndreptar se găsește material în legătură cu filtrele de tipul mm' , care dau o impedanță caracteristică și mai constantă decât filtrul de tip m , și cu filtrele în punte, care reprezintă un tip special de celulă de filtru simetric; în manual găsim drept cazuri speciale celulele în T și în II, inclusiv celulele derivate de tip m , cum și alte aplicații ale circuitelor de filtrare.

12. FILTRE FĂRĂ INDUCTANȚĂ

În cazul unor frecvențe foarte joase, când este necesar să se lase să treacă sau să se oprească o bandă de frecvențe foarte îngustă, trebuie să se utilizeze un număr mare de bobine și de condensatoare. În acest caz (ținând

¹⁾ Se numește semicelulă secția în L, formată astfel: impedanța ramurii sale serie este egală cu jumătate din impedanța ramurii serie a celulei corespunzătoare a filtrului ($Z_{1L} = \frac{Z_1}{2}$) iar impedanța ramurii paralel a secției este egală cu impedanța dublă a uneia din ramurile aceleiași celule ($Z_{2L} = 2Z_2$).

²⁾ v. Manual de radiotehnică, sub redacția ing. B. A. Smirenin (traducere din limba rusă), București, Editura Energetică de Stat, 1953 (N. Red. E. T.).

seama de necesitatea obținerii unei inductanțe mari) bobinele se fac cu miez de oțel. Permeabilitatea magnetică a miezului, în cazul acesta, nu trebuie să depindă de valoarea curentului ce trece prin bobină. Miezurile care posedă această însușire se confecționează din compoziții magnetice speciale, care se caracterizează printr-o permeabilitate magnetică redusă, ceea ce duce din nou la bobine de dimensiuni mari. Acestea se mai măresc și din cauză că pentru a obține bobine cu factor mare de calitate, ele trebuie executate din conductor de diametru mare. De aceea, pentru a evita filtre cu dimensiuni mari, atunci când se cere să se separe o bandă îngustă de frecvențe joase, se utilizează așa-numitele filtre fără inductanțe, adică filtre fără bobine.

1. **Filtre fără inductanțe și fără tuburi.** În fig. 43, *a* este reprezentată schema unui filtru oprește-bandă fără inductanțe, iar în fig. 43, *b*, curba sa de răspuns în funcție de frecvență. Funcționarea sa se bazează pe faptul că în cazul unui raport determinat între parametrii schemei, curenții i_1 și i_2 la frecvența f_0 sînt egali între ei și opuși ca fază, astfel că curentul însumat i , deci și tensiunea U de pe rezistența de sarcină R_s , sînt egali cu zero.

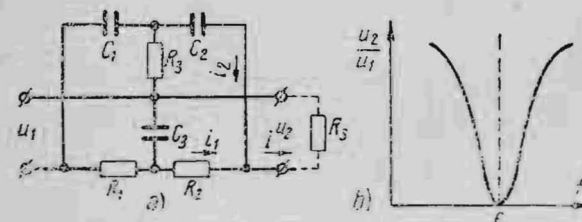


Fig. 43. Schema unui filtru fără inductanță (*a*) și curba sa de răspuns în funcție de frecvență (*b*).

Dacă în schema din fig. 43, *a* se ia $R_1 = R_2 = R$ și $C_1 = C_2 = C$, atunci coeficientul de transmisie $K = \frac{u_2}{u_1}$ va fi egal cu zero dacă se respectă condițiile:

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{a}{2}} \cdot \frac{1}{RC} \quad \text{și} \quad a = \frac{R}{R_3} = \frac{4C}{C_3} \quad (20)$$

Curba de răspuns cea mai ascuțită se obține în cazul $a=2$, adică atunci când

$$\left. \begin{aligned} \omega_0 RC &= 1; \\ R &= 2R_3; \\ C &= \frac{C_3}{2}. \end{aligned} \right\} \quad (21)$$

Să presupunem, de exemplu, că se cere să se înlăture zgomotul de fond de 50 Hz, astfel ca acesta să nu ajungă la rezistența de sarcină. Luând $R_1 = R_2 = R = 3 \cdot 10^4 \Omega$ găsim:

$$\begin{aligned} C_1 = C_2 = C &= \frac{1}{\omega R} = \frac{10^6}{2\pi \cdot 50 \cdot 3 \cdot 10^4} \approx 0,1 \mu\text{F}; \\ C_3 &= 2C = 0,2 \mu\text{F}; \\ R_3 &= \frac{R}{2} = 15\,000 \Omega. \end{aligned}$$

Banda de trecere a filtrului fiind foarte îngustă (3—5 Hz), influența sa asupra trecerii semnalului util practic nici nu se simte. Pentru un acord mai exact, rezistența R_3 poate fi făcută variabilă, luând valoarea maximă ceva mai mare decât valoarea rezultată din calcul.

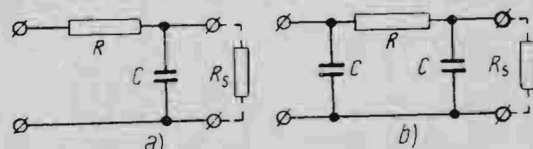


Fig. 44. Filtru fără inductanță:
a) simplu; b) îmbunătățit.

Filtrele fără inductanțe, montate conform fig. 44, ocupă un loc special, deoarece strict vorbind ele nu sînt filtre în adevăratul sens al cuvîntului și nu asigură aceleași rezultate în ce privește oprirea sau trecerea unor anumite frecvențe sau a unei anumite benzi de frecvențe, ca filtrele examinate mai sus. Rezistența R reacționează aici la fel la toate frecvențele, inclusiv la curent continuu ($f=0$).

După cum se vede din fig. 44, filtrele examinate se compun dintr-o rezistență conectată în serie în unul din conductoarele liniei și dintr-o capacitate sau mai multe capacități, legate între conductoarele liniei. Astfel de filtre se folosesc de obicei în cazurile în care nu se cere filtrului, în ansamblu, să îndeplinească condiții atât de pretențioase ca în cazul filtrelor obișnuite, cît și în cazurile cînd prin circuitul filtrului nu trece numai componenta alternativă, ci și componenta continuă de curent și cînd este necesar ca pe rezistență să se separe căderea de tensiune a componentei continue. Așa, de exemplu, în primul caz, filtrele cu rezistențe se aplică în instalații de redresare pentru alimentarea oscilografelor catodice sau pentru alimentarea aparatelor de recepție de la care nu se cere o reproducere de înaltă calitate a emisiei recepționate. Acțiunea de filtrare a filtrului examinat este cu atît mai mare, cu cît rezistența R și capacitatea C sînt mai mari. O rezistență mare provoacă o cădere mare de tensiune în filtru din partea componentei continue, scăzîndu-se prin această valoare a tensiunii continue care se aplică receptorului. De aici rezultă că un astfel de filtru poate fi utilizat numai în cazul cînd componenta continuă de curent redresat este mică.

Ca exemple de aplicare a filtrelor de acest tip se poate arăta obținerea negativării în circuitul de grilă, introducînd în circuitul de grilă sau al catodului o rezistență șuntată de o capacitate, obținerea tensiunii corespunzătoare în circuitul grilei ecran a tubului etc. În toate aceste filtre, așa-numita „constantă de timp” RC , care reprezintă produsul dintre R [$M\Omega$] și C [μF], trebuie să fie, pe cît posibil, mai mare decât durata unei perioade T [s] a frecvenței de filtrare cea mai joasă. Dacă filtrul RC este legat în circuitul grilei, cum curentul de grilă este de obicei foarte mic, R se ia mare, de ordinul 0,1—1 $M\Omega$, iar C se ia mic, de ordinul sutelor de picofarazi; dacă filtrul RC se conectează în circuitul anodic, atunci curentul anodic fiind mult mai mare decât curentul din circuitul de grilă, R se ia mai mic, avînd doar mii sau zeci de mii ohmi, iar C se ia corespunzător mai mare, de ordinul microfarazilor și chiar de ordinul zecilor de microfarazi.

Filtrele compuse din rezistență și capacitate se utilizează și ca filtre de netezire în instalații de redresare. Pentru a asigura o acțiune suficientă de netezire a filtrului cu rezistență, reactanța capacitivă $X_C = \frac{1}{\omega C}$ a condensatorului C trebuie să fie mică în comparație cu rezistența R a filtrului, legată în serie și cu rezistența de sarcină R_s .

Constantele filtrului din fig. 44 pot fi determinate după formula

$$a = \frac{10^6}{R\omega C} = \frac{159\,000}{RfC} \quad (22)$$

în care: a este coeficientul de netezire al pulsațiilor;

f — frecvența pulsațiilor, în Hz;

R — rezistența din filtru, în Ω ;

C — capacitatea filtrului, în μF ,

sau cu ajutorul diagramei din fig. 21.

Pentru desfășurarea calculului și utilizarea diagramei se procedează la fel ca la p. 33, cu deosebirea că în cazul de față valoarea găsită pentru C nu trebuie dublată.

Este clar că filtrul compus din rezistență și capacitate cu două celule dă o netezire mai bună decât filtrul cu o singură celulă, iar pentru un coeficient de netezire a dat va necesita valori mai mici pentru R și C . Tot ce s-a spus cu privire la filtrele de netezire de tipul LC cu două celule (p. 34) se referă în aceeași măsură și la filtrele de netezire de tip RC.

Exemplu de calcul al unui filtru de netezire de tip RC.

Se dă: filtrul de netezire de tip RC se compune din două celule. Redresorul — dublă-alternanță. Coeficientul de netezire rezultat $a = 0,0015$ (0,15%). Se împarte a în doi factori: $a_1 = 0,03$ și $a_2 = 0,05$. Din diagrama din fig. 21 găsim pentru a_1 , la 100 Hz, produsul $R_1 C_1 = 50$, iar pentru a_2 , $R_2 C_2 = 30$. Considerind $R_1 = R_2 = 1\,000\,\Omega$ se obține $C_1 = 50\,\mu F$ și $C_2 = 30\,\mu F$.

După cum se vede, filtrele de netezire cu condensatoare necesită capacități și rezistențe mari, dacă se cere să se obțină o valoare mai convenabilă pentru coeficientul de netezire.

2. Filtre fără inductanțe cu tuburi. Dacă filtrul examinat în fig. 43, a este utilizat în circuitul de reacție al amplificatorului, atunci evident curba sa de răspuns în funcție de frecvență se va răsturna (fig. 45) și la

frecvența f_0 , la care coeficientul de transmisie al filtrului era egal cu zero, amplificarea dată de amplificator va fi maximă, adică egală cu aceea a amplificatorului fără reacție. Astfel se poate obține o curbă foarte ascuțită de selectivitate.

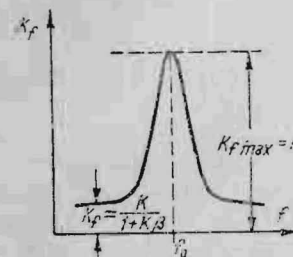


Fig. 45. Curba de răspuns a filtrului fără inductanță din schema dată în fig. 43, a , în circuitul de reacție negativă.

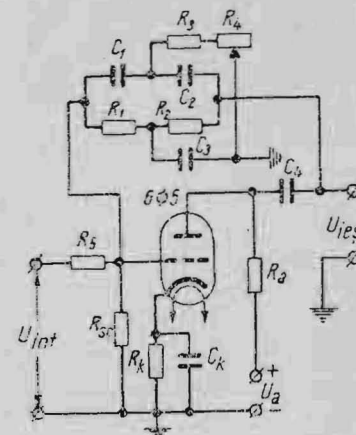


Fig. 46. Schema unui filtru fără inductanță conform fig. 43 a , dar cu un amplificator electronic:

$R_1 = R_2 = 130\,000\,\Omega$; $C_1 = C_2 = 300\,\mu F$; $C_3 = 600\,\mu F$; $R_3 = 40\,000\,\Omega$; $R_4 = 30\,000\,\Omega$; $R_5 = 700\,000\,\Omega$; $R_6 = 230\,000\,\Omega$; $R_7 = 3\,000\,\Omega$; $C_k = 2\,\mu F$; $C_l = 0,1\,\mu F$

Una din schemele practice de acest gen este dată în fig. 46, iar în fig. 47 sînt date curbele sale de selectivitate pentru două valori ale rezistenței de scurgere: $R_{sc} = 0,1\,M\Omega$ și $R_{sc} = \infty$. După cum se vede în fig. 47, variind valoarea R_{sc} se poate regla banda relativă de trecere a filtrului:

$$\frac{\Delta f}{f_0} = \frac{100}{4\,200} = 0,024 \text{ la } R_{sc} = \infty$$

și

$$\frac{\Delta f}{f_0} = \frac{300}{4\,200} = 0,072 \text{ la } R_{sc} = 0,1\,M\Omega.$$

Cu cît este mai mică rezistența de scurgere, cu atît este mai lată banda de trecere. Reamintim că banda de tre-

care Δf se determină la nivelul 0.7 din amplificarea la frecvența f_0 .

Examinarea unor astfel de scheme arată că utilizarea lor este cu atât mai rațională cu cât este mai mică banda de frecvențe a filtrului. Aceste scheme permit să se obțină o amplificare importantă a semnalului în limitele benzii de trecere și o atenuare de zece ori a semnalului în afara benzii de trecere, la o deplasare de 10% față de frecvența limită.

Dezavantajul unor astfel de filtre cu o singură celulă constă în neuniformitatea amplificării în limitele benzii de trecere și o atenuare lentă în afara benzii de trecere.

Dacă este necesar să se construiască un filtru fără inductanță pentru o bandă de trecere mai largă, se poate utiliza schema unui amplificator cu reacție negativă, care să cuprindă două trepte deplasate puțin între ele. O

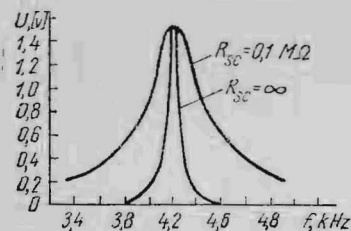


Fig. 47. Influența rezistenței de scurgere R_{sc} asupra selectivității schemei din fig. 46.

astfel de schemă, cu toate datele, este arătată în fig. 48, a, iar curba sa caracteristică, în fig. 48, b.

Lățimea relativă a benzii de trecere în acest caz este $\frac{\Delta f}{f_0} = \frac{650}{3900} = 0.167$ adică de două ori mai mare decât la schema cu un singur etaj.

Folosind filtrul fără inductanță din schema arătată în fig. 43, a și reacția negativă, se poate obține un filtru trece-jos. Schema practică a unui astfel de filtru și curba sa de răspuns în funcție de frecvență sînt date în fig. 49, a și 49, b¹⁾. Schimbînd valorile capacităților C_2 , C_3 , C_6 , C_7 și C_8 se pot obține diferite benzi de trecere. Ca exemplu, în tabela de la pag. 62 se dau cîteva valori pentru aceste capacități, cum și frecvențele corespunzătoare la care atenuarea este 2 dB (f_1) și 24 dB (f_2).

1) Radio, nr. 2, 1952

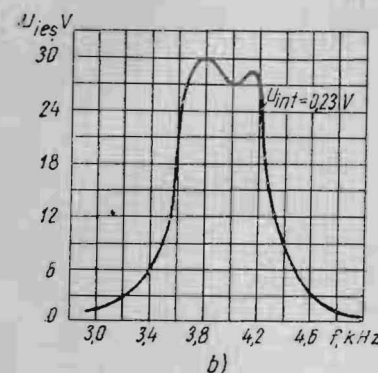
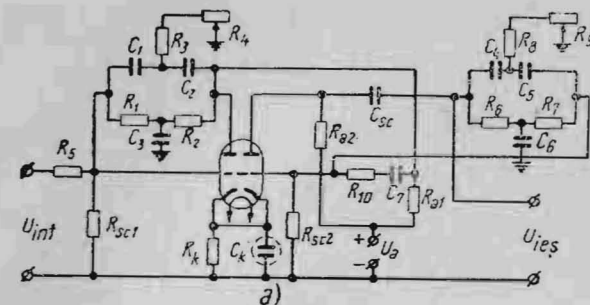


Fig. 48. Filtru trece-bandă fără inductanță:

a — schema ($C_1 = C_2 = C_3 = C_4 = C_5 = 300 \mu\text{F}$; $C_6 = C_7 = 600 \text{ pF}$; $C_{sc} = 0.1 \mu\text{F}$; $R_1 = R_2 = 130\,000 \Omega$; $R_3 = R_4 = 40\,000 \Omega$; $R_5 = R_6 = 360\,000 \Omega$; $R_7 = R_8 = 145\,000 \Omega$; $R_9 = R_{10} = 20\,000 \Omega$; $R_{a1} = 0.1 \text{ M}\Omega$; $R_{a2} = R_{sc1} = R_{sc2} = 3.3 \text{ M}\Omega$; $R_k = 600 \Omega$; $C_k = 10 \mu\text{F}$); b — curba de răspuns în funcție de frecvență.

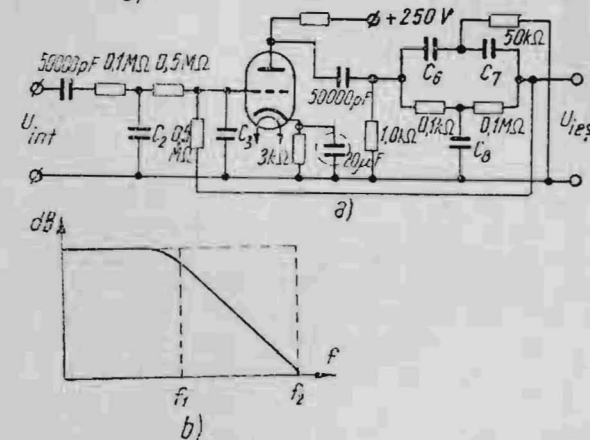


Fig. 49. Schema filtrului trece-jos, fără inductanță (a) și curba sa de răspuns în funcție de frecvență (b).

Tabela 1

f_1	f_2	C_1	C_2	C_3	C_4	C_5
Hz		pF				
7 000	20 000	100	—	75	75	150
5 000	12 000	200	50	100	100	200
4 000	8 000	300	100	150	150	300
3 000	5 000	500	250	200	200	400

13. FILTRE TRECE-BANDĂ CU CIRCUITE ACORDATE

Filtrele electrice au o foarte largă aplicare la instalațiile radiotehnice, atât în cele de emisie, cât și în cele de recepție; ele au de scop a asigura în aceste instalații caracteristicile dorite, complet determinate, care în general nu se pot asigura prin alte mijloace sau se pot asigura cu foarte mari sacrificii. Astfel, în radioreceptoarele cu amplificare directă, în partea lor de înaltă frecvență și în special în receptoare superheterodină și-au găsit o foarte largă aplicare filtrele trece-bandă, care de obicei se calculează pentru trecerea unei benzi de frecvențe de 10 kHz. În receptoarele cu amplificatoare acordabile de înaltă frecvență, banda de frecvențe de 10 kHz poate fi deplasată pe toată gama de frecvențe de radiodifuziune, cu ajutorul unui condensator variabil de acord. La aparatele superheterodină, banda intermediară de frecvențe de 10 kHz se stabilește la o frecvență determinată, așa-numită frecvență intermediară, care se ia în prezent de 450—465 kHz. La această frecvență nu se recomandă să se facă nici un fel de emisiuni, pentru a nu se crea perturbații în recepție.

Filtrul trece-bandă din superheterodinele moderne se calculează astfel ca să lase să treacă numai banda de frecvențe de 10 kHz, adică dacă frecvența intermediară $F_{int} = 465$ kHz, atunci frecvențele sale de tăiere sînt frecvența inferioară $f_1 = 460$ kHz și frecvența superioară $f_2 = 470$ kHz. Curbele de răspuns ale acestor filtre trebuie să posede porțiuni cu pantă mare, pentru a nu lăsa să treacă frecvențe din afara benzii

date. Această condiție se poate realiza destul de ușor, deoarece frecvența intermediară rămîne mereu aceeași la recepția oricărui post de emisie. Lipsa organelor de acord la un astfel de filtru permite să se acorde filtrul exact, o dată pentru totdeauna, să zicem pentru frecvența de 465 kHz, și totodată să se dea forma care să asigure curba de răspuns în funcție de frecvență, de aspectul dorit.

Problema privind modul în care se realizează această valoare constantă a frecvenței intermediare la recepționarea oricăror posturi de radio, depășește obiectul acestei cărți. Cititorul poate să găsească expusă această problemă într-o serie de cărți editate în colecția bibliotecii de masă (de exemplu, în cartea „Un super pentru toate undele” de B. N. Hitrov etc.). Problema de aici va consta într-o expunere privind alegerea tipului de filtru pentru frecvența intermediară în superheterodinele moderne, explicarea funcționării lor și probleme de calcul elementar a unor astfel de filtre.

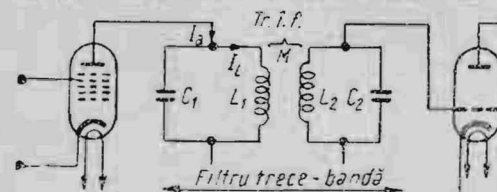


Fig. 50. Schema filtrului trece-bandă al unui aparat de recepție superheterodină.

Filtrele trece-bandă utilizate de obicei în prezent în receptoarele superheterodină se deosebesc de filtrele descrise mai sus. Aceste filtre se compun din două circuite de acord (fig. 50). Unul din circuite se conectează în circuitul anodic al tubului de amestec. Inductanța L_1 a acestui circuit este în același timp înfășurarea primară a transformatorului de înaltă frecvență (Tr. i. f.). Înfășurarea secundară a transformatorului constituie inductanța L_2 a celui de-al doilea circuit oscilant, conectat în circuitul de grilă al amplificatorului de frecvență intermediară. Ambele circuite se acordă pe aceeași frecvență. Primul circuit L_1C_1 constituie

circuitul de rezonanță paralel și reprezintă pentru frecvența de acord și pentru frecvențele apropiate de aceasta, o rezistență foarte mare. Aceasta duce la aceea că în ramurile circuitului, inclusiv în inductanța L_1 , se obține un curent mare I_L (de multe ori mai mare decît componenta alternativă a curentului anodic I_a), care creează prin cuplaj inductiv (în acest caz) între inductanțele L_1 și L_2 o forță electromotoare în al doilea circuit L_2C_2 ; această f.e.m. este introdusă în circuitul L_2C_2 în serie. Prin urmare, circuitul L_2C_2 devine acordat la rezonanță serie. Or aceasta se știe că se caracterizează prin aceea că în elementele unui astfel de circuit se obțin mari tensiuni, adică de la condensatorul C_2 se aplică pe grila primului amplificator o mare tensiune.

Problema calculului unor astfel de filtre din receptoarele superheterodină constă tocmai în aceea că ele trebuie să joace rolul filtrelor reglate pentru frecvența, să zicem, de 465 kHz și astfel ele să taie brusc toate frecvențele superioare și inferioare unei anumite benzi de frecvențe; prin urmare, problema se pune aici invers față de calculele obișnuite ale unor astfel de circuite oscilante, cu obținerea unei curbe ascuțite de rezonanță. În cele ce urmează se va încerca să se lămurească cu ajutorul diagramelor deja cunoscute, tabloul fizic al funcționării filtrelor cu circuite acordate și pe baza acestui tablou se va urmări obținerea unor formule simple de calcul. Este util acest lucru deoarece această formă de filtre este des întilnită în practica radioamatorilor. Schema circuitelor cuplate (fig. 50) poate fi înlocuită fără modificări esențiale prin schema din fig. 51, care permite să se urmărească mai ușor funcționarea acestui circuit. Deosebirea dintre concluzia la care se ajunge pentru schema din fig. 51 și funcționarea schemei uzuale a circuitelor cuplate (fig. 50) va fi arătată la momentul oportun. În această schemă, L_1C_1 este circuitul primar legat în serie cu generatorul de o f.e.m. ce trebuie să asigure la frecvența de rezonanță un curent egal cu curentul ce ar fi dat într-un circuit format din aceleași elemente, care ar funcționa însă în condiții de rezonanță paralel. De asemenea, L_2C_2

este circuitul secundar al transformatorului de frecvență, iar L_M , inductanța echivalentă cu inductanța mutuală M dintre bobinele L_1 și L_2 din schema fig. 50, care asigură cuplajul între circuite. Ambele circuite L_1C_1 și L_2C_2 sînt acordate pe aceeași frecvență. Ca și în cazurile anterioare, pentru simplificarea calculelor se admite că circuitele sînt ideale, adică se consideră că în aceste circuite nu există pierderi, urmînd să se țină seama separat de influența pierderilor la examinarea rezultatelor ce se vor obține cu circuitele ideale.

Se poate afirma imediat, fără a se efectua nici un fel de calcul, că frecvențele de rezonanță ale acestor circuite, cînd există între ele cuplaj inductiv — ca în cazul de față — sau capacitiv, nu vor fi egale, chiar dacă L_1 ar fi egal cu L_2 , iar C_1 egal cu C_2 . Una din frecvențele de rezonanță se determină din condiția lipsei de cuplaj între circuite și, evident, va corespunde circuitului format din circuitele L_1C_1 și L_2C_2 , adică legate în serie:

$$f_{2r} = \frac{1}{2\pi \sqrt{(L_1 + L_2) \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}}}$$

și cum

$$C_1 = C_2 \text{ și } L_1 = L_2$$

$$f_{2r} = \frac{1}{2\pi \sqrt{2L_1 \frac{C_1^2}{2C_1}}} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_1 C_1}}$$

adică va fi egală cu frecvența de rezonanță a fiecărui circuit în parte. A doua frecvență de rezonanță este determinată de frecvența fiecărei jumătăți de circuit, în care intră o ramură și o parte din inductanța L_M care cuplează aceste circuite. Această parte din cuplajul comun, evident este egală cu $2L_M$ deoarece L_M poate fi

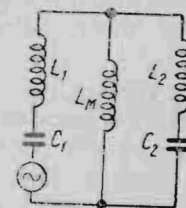


Fig. 51. Schema simplificată, echivalentă cu schema din fig. 50.

socotită ca rezultatul adunării a două inductanțe legate în paralel, câte $2L_M$ în fiecare circuit. Cum $L_1=L_2$ și $C_1=C_2$,

$$f_{1r} = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_2 + 2L_M)C_2}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_1 + 2L_M)C_1}}$$

Evident că frecvențele de rezonanță f_{1r} și f_{2r} se deosebesc între ele și aceasta cu atât mai mult cu cât L_M este mai mare, adică cu cât cuplajul dintre circuite este mai mare.

Pentru a obține un tablou clar al comportării acestui circuit complex la variația frecvenței tensiunii aplicate, se observă că acest circuit se compune, față de sursa de tensiune, din circuitul serie L_1C_1 , cu care este legat în serie circuitul format din inductanța L_M și circuitul serie L_2C_2 , legate între ele în paralel. Pentru determinarea reactanței comune sursei de tensiune a acestui circuit complex, la o frecvență oarecare, trebuie mai întâi să se determine reactanța circuitului paralel $L_M L_2 C_2$ și apoi să se adune reactanța circuitului $L_1 C_1$, la aceeași frecvență. Procedind astfel pentru o serie de frecvențe, se obține curba de variație în funcție de frecvența comună a reactanței circuitului complex. O astfel de curbă dă imaginea clară a comportării circuitului la orice frecvență, inclusiv la frecvența de rezonanță și la frecvențele apropiate de aceasta, așa cum s-a obținut și în cazul circuitelor simple examinate anterior.

Pentru a utiliza curbele de variație a reactanței circuitului în funcție de frecvență, construite mai sus, se presupune și în acest caz că L_1 , C_1 , L_2 și C_2 au aceleași valori ca și în exemplele date mai sus, adică $L_1=L_2=50,6 \cdot 10^{-6}$ H și $C_1=C_2=500$ pF.

Cum pentru L_1C_1 legate în serie (sau L_2C_2 , ceea ce este același lucru), curba de variație a reactanțelor lor totale în funcție de frecvență, este reprezentată în fig. 3 (curba X), nu rămîne decît să se construiască o curbă la fel pentru circuitul $L_M L_2 C_2$ sau, ceea ce este același lucru, pentru circuitul $L_M L_1 C_1$, deoarece în cazul de față $L_1=L_2$ și $C_1=C_2$. Cum acest circuit re-

prezintă conectarea în paralel a două ramuri, L_M și L_1C_1 , la început trebuie să se găsească susceptanțele acestor circuite, apoi aceste susceptanțe trebuie să fie adunate, iar valoarea inversă a susceptanței totale va reprezenta tocmai reactanța totală a circuitului $L_M L_1 C_1$. Să luăm inductanța $L_M=5 \mu\text{H}=5 \cdot 10^{-6}$ H. Curba de variație a susceptanței $\frac{1}{\omega L_M} = \frac{1}{X_M}$ în funcție de frecvență este construită în fig. 52. Pe aceeași figură este reprezentată și curba $\frac{1}{X_2}$ a susceptanței ramurii L_2C_2 , care poate fi ușor construită cu ajutorul curbei X a reactanței acestui circuit (fig. 3) pentru că $\frac{1}{X_2} = \frac{1}{X}$.

Adunînd susceptanțele $\frac{1}{X_M}$ cu $\frac{1}{X_2}$ și ținînd seama de semn, se obține curba de variație a susceptanței totale a circuitului $L_M L_2 C_2$, așa cum se arată și în fig. 52. În sfîrșit se construiește curba de variație a reactanței totale a circuitului $L_M L_2 C_2$ în funcție de frecvență. Nu este greu de executat o astfel de construcție pe baza curbei $\frac{1}{X_0}$, deoarece reactanța este valoarea inversă susceptanței. Cum însă pe noi ne interesează variația curbei impedanței în special în apropierea frecvențelor de rezonanță, curba reactanței totale X_0 se construiește numai pentru gama de frecvențe cuprinsă

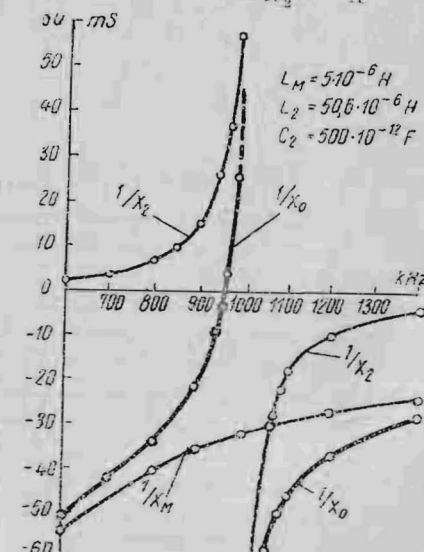


Fig. 52. Curbele de variație a susceptanțelor ramurilor $\frac{1}{X_M}$, $\frac{1}{X_2}$ și a susceptanței totale $\frac{1}{X_0}$ pentru ramura $L_M L_2 C_2$ din fig. 51.

f [kHz]	$X_M = \omega L_M$ [Ω]	$\frac{1}{X_M} = \frac{1}{\omega L_M}$ [mho]	$X_2 = \omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2}$ [Ω]	$\frac{1}{X_2} = \frac{1}{\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2}}$ [mho]	$\frac{1}{X_0} = \frac{1}{X_M} + \frac{1}{X_2}$ [mho]
800	25,12	-39,5	-142	7,1	-32,4
850	26,6	-37,6	-100	10,0	-27,6
900	28,3	-35,3	-67	15,0	-20,3
940	29,5	-34,0	-39,4	25,4	-8,6
960	30,14	-33,2	-26,8	37,3	4,9
980	30,75	-32,6	-17,2	58,3	25,7
1 000	31,4	-32,0	0	∞	∞
1 020	32,02	-31,2	11,5	-88,0	-119,2
1 060	33,3	-30,0	36,8	-27,2	-57,2
1 080	33,8	-29,6	48,7	-20,6	-49,6
1 100	34,5	-29,0	60,5	-16,5	-45,5
1 200	37,7	-26,6	117,0	-8,6	-35,2
1 400	43,9	-22,8	218,0	-4,6	-27,3

între 800 și 1 100 kHz. O astfel de curbă X_0 , inversă curbei $\frac{1}{X_0}$, este reprezentată în fig. 53. Acum apare posibilă și construirea curbei reactanței totale a întregului circuit complex, reprezentat în fig. 51. Pentru aceasta trebuie să se adune, ținând seama de semn, reactanța circuitului $L_M L_2 C_2$ cu reactanța X_1 a circuitului $L_1 C_1$. Curba de variație a reactanței X_1 a fost construită mai înainte (curba X din fig. 3). Se transportă această curbă la scara respectivă în fig. 53 (curba X_1). Adunând valorile ce se obțin pentru aceeași frecvență din curbele X_0 și X_1 , se obține curba de variație X a reactanței totale a circuitului examinat din fig. 51. Această curbă permite să se obțină răspuns la toate problemele ce interesează.

După cum se vede din fig. 53, curba de variație a reactanței generale a circuitului compus examinat intersectează linia de reactanță zero (axa absciselor) în două puncte, ceea ce înseamnă că circuitul dat are reactanță zero pentru două frecvențe de rezonanță, așa cum s-a arătat și anterior. Aceste frecvențe de rezonanță sînt: 1) $f_2 = 1\,000$ kHz, adică frecvența de rezonanță a fiecărui circuit în parte, sau a circuitului compus din $L_1 C_1$ și $L_2 C_2$; 2) $f_{1r} = 916$ kHz, care corespunde frecvenței de

rezonanță a circuitului format din $L_2 C_2 2L_M$ sau $L_1 C_1 2L_M$. O astfel de diferență între frecvențele de rezonanță este

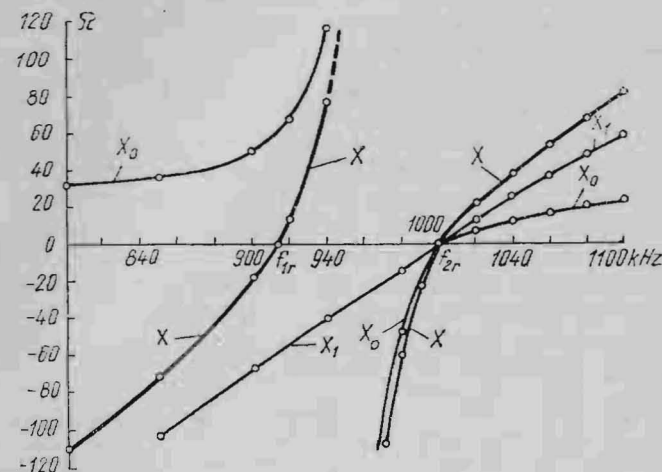


Fig. 53. Curbele de variație ale reactanței totale X_0 a ramurii $L_M L_2 C_2$, a reactanței X_1 a ramurii $L_1 C_1$ și a reactanței $X = X_0 + X_1$ a întregului circuit $L_1 C_1 L_M C_2 L_2$ din fig. 51.

f [kHz]	$\frac{1}{X_0} = \frac{1}{X_M} + \frac{1}{X_2}$ [mho]	X_0 [Ω]	$X_1 = \omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1}$ [Ω]	$X = X_0 + X_1$ [Ω]
800	32,4	31,0	142,0	111,0
850	27,6	36,2	100,0	63,8
900	20,3	49,5	67,0	17,5
920	15,3	65,5	52,6	12,9
940	8,6	116,0	39,4	76,6
960	4,9	204,0	26,8	230,8
980	25,7	39,0	17,2	56,2
1 000	∞	0	0	0
1 020	-119,2	8,4	11,5	19,9
1 040	-71,7	14,0	24,4	38,4
1 060	-57,2	17,5	36,8	54,3
1 080	-49,6	20,0	48,7	68,7
1 100	-35,5	28,2	60,5	88,7

condiționată de existența cuplajului între circuite, datorită inductanței mutuale L_M . Cu cât aceasta este mai mare, cu atât este mai mare diferența între f_{1r} și f_{2r} și cu atât mai brusc va crește reactanța totală a circuitului dincolo de aceste frecvențe.

La frecvențele de rezonanță f_{1r} și f_{2r} , curenții trebuie să fie teoretic infinit de mari, deoarece reactanța totală a circuitului în aceste cazuri este nulă. Spre stînga lui f_{1r} și spre dreapta lui f_{2r} , curenții capătă valori funcție de reactanța totală a circuitului la frecvența corespunzătoare. După cum se vede însă din fig. 53, în banda cuprinsă între frecvențele de rezonanță f_{1r} și f_{2r} , reactanța totală crește repede și tinde spre infinit. Corespunzător acesteia curentul se micșorează repede și tinde către zero. El va ajunge la valoarea zero, aproximativ la frecvența de 950 kHz (fig. 54). La această frecvență ($f = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_1 + 2L_M)C_2}}$) se obține o rezonanță de curent

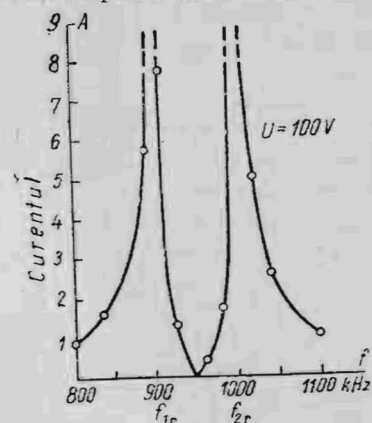


Fig. 54. Curba de variație a curentului în funcție de frecvență în schema din fig. 51.

danței circuitului să capete valoarea infinită și nici să devină egală cu zero la frecvențele de rezonanță. Curen-

țul la frecvențele de rezonanță nu va mai fi infinit de mare, iar în banda cuprinsă între frecvențele f_{1r} și f_{2r} , valoarea curentului este determinată de impedanța circuitului și ea este desigur mai mică decât valorile la frecvențele de rezonanță. Scăderea curentului în această bandă de frecvențe se desfășoară lent. Cu alte cuvinte, existența pierderilor din circuite aplatisează toate procesele ce se petrec și variația de curent se face mai lin, — curba de variație a curentului în funcție de frecvență se netezește.

Apropierea între virfurile de curent sau lățimea benzii cuprinse între frecvențele f_{1r} și f_{2r} depinde: 1) de valoarea inductanței mutuale L_M , deci de cuplajul între circuite și 2) de frecvența de rezonanță proprie f_r a circuitelor. Din curba $\frac{1}{X_a}$ din fig. 52 se vede că punctul de susceptanță nulă a circuitului $L_M L_2 C_2$ este determinat de frecvența la care susceptanța $\frac{1}{X_M}$ a inductanței mutuale L_M este egală și opusă ca semn susceptanței circuitului $L_2 C_2$. Cu cât este mai mare susceptanța $\frac{1}{X_M}$, adică cu cât curba $\frac{1}{X_M}$ va fi mai jos si-

tuată, cu atât această frecvență se apropie mai mult de frecvența de rezonanță a circuitului. Cu alte cuvinte, cu cât este mai mică reactanța inductanței mutuale, adică cu cât este mai mic cuplajul între circuite, cu atât frecvențele f_{1r} și f_{2r} se situează mai aproape una de alta cu atât mai îngustă este banda de trecere a frecvenței, iar selectivitatea circuitelor cuplate, mai mare. De aici rezultă că dacă între circuitele date s-a ales pentru obținerea benzii respective de frecvențe un anumit cuplaj la frecvența purtătoare dată și apoi această frecvență purtătoare (fără ca circuitele să fie acordate) se va varia (la un cuplaj constant între circuite), atunci se va schimba și banda de trecere, deoarece reactanța cuplajului $X_M = L_M$ depinde de frecvență. La creșterea frecvenței purtătoare, lățimea benzii de trecere se va mări, iar la descreșterea frecvenței purtătoare, ea se va îngusta, deoarece la creșterea frecvenței $X_M = \omega L_M$ se mă-

rește, susceptanța $\frac{1}{X_M} = \frac{1}{\omega L_M}$ se micșorează (curba $\frac{1}{X_M}$ din fig. 52 se urcă mai sus), iar la descreșterea frecvenței curba $\frac{1}{X_M}$ coboară mai jos. Aceasta constituie unul din avantajele utilizării aceleiași frecvențe intermediare în receptoarele superheterodină moderne, pentru toată gama de frecvențe recepționate de aparat, și anume, în orice condiții, lățimea benzii de trecere se menține aceeași.

Tot ce s-a spus cu privire la schema din fig. 51 se referă în totul și la schema din fig. 50, unde cuplajul între circuite este pur inductiv și se realizează prin inductanța mutuală M între circuite. Diferența de funcționare între aceste scheme constă numai în aceea că la schema din fig. 50, frecvențele de rezonanță f_{1r} și f_{2r} sînt situate de ambele părți ale frecvenței de rezonanță proprii f_r a circuitelor și poziția lor este cu atît mai simetrică cu cît M este mai mic și cu cît cuplajul dintre circuite este mai mic. În ce privește valorile frecvențelor de rezonanță pentru schema din fig. 50,

$$f_{1r} = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_1 + M)C_1}} \text{ și } f_{2r} = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_1 - M)C_1}},$$

dacă $L_1 = L_2$ și $C_1 = C_2$.

Cu alte cuvinte, schema compusă din două circuite cuplate inductiv, ambele acordate la fel, este echivalentă, în ce privește frecvențele de rezonanță, cu două circuite avînd elementele $L-M$, C și $L+M$, C . Aceasta se poate explica fizic în felul următor: atunci cînd în primul circuit trece un curent, se induce în circuitul al doilea, datorită inductanței mutuale M între circuite, o f.e.m. care dă naștere la un curent de sens opus curentului din primul circuit. Acest curent indus „demagnetizează”, adică reduce inductanța L a celui de-al doilea circuit cu valoarea M , astfel că frecvența sa de rezonanță este determinată de constantele $L-M$ și C . Curentul din circuitul secundar provoacă la rîndul său un curent suplimentar în circuitul primar, care fiind opus ca semn curentului care l-a provocat din circuitul secundar, coincide ca semn cu curentul din circuitul primar și în consecință „magnetizează suplimentar”, mărește inductanța acestui circuit cu valoarea M , astfel că

frecvența sa de rezonanță este determinată de constantele $L+M$ și C .

Calitatea filtrului trece-bandă, format din două circuite oscilante, nu este dată numai de banda sa de trecere, ci și de aspectul curbei de rezonanță a variației curentului din acest circuit compus. După cum s-a arătat mai sus, banda de trecere a filtrului de frecvență intermediară din superheterodină trebuie să fie de aproximativ 10 kHz.

Pentru ca toate frecvențele din această bandă să fie lăsate să treacă uniform (pentru evitarea distorsiunilor), curba de rezonanță în limitele acestei benzi trebuie să prezinte aspectul unui dreptunghi — partea sa de sus trebuie să fie plană, iar părțile laterale trebuie să fie cu pante mari. Ultima condiție determină selectivitatea filtrului: cu cît panta părților laterale a curbei de rezonanță este mai mare, cu atît filtrul este mai selectiv. Se înțelege că nu se poate obține forma ideală a curbei de rezonanță, însă, respectînd anumite condiții, se poate apropia mult de această formă.

Selectivitatea filtrului depinde de finețea acordului circuitelor sale componente. Finețea acordului circuitului depinde, după cum se știe, de existența pierderilor în circuit, de rezistența sa activă sau, cu alte cuvinte, de factorul de calitate Q al circuitului. Cu cît este mai mare factorul de calitate Q al circuitului, cu atît este mai fin acordul, cu atît este mai bună selectivitatea sa. În cazul unor factori de calitate Q a circuitelor prea mari, curba de rezonanță a filtrului devine însă prea îngustă, se depărtează de la forma dreptunghiulară, astfel că filtrul nu lasă să treacă în mod satisfăcător banda de frecvențe prescrisă, de 10 kHz.

Asupra formei curbei de selectivitate a filtrului exercită o influență importantă și valoarea coeficientului de cuplaj k dintre circuitele sale. Cu cît k este mai mic, cu atît curba de rezonanță apare mai ascuțită și cu atît selectivitatea sa este mai mare. Însă, în acest caz, din primul circuit se transferă în circuitul al doilea mai puțină energie, adică apare o pierdere în amplificare. În cazul unui coeficient de cuplaj mare, curba de rezonanță se lărgeste și se îndepărtează de la forma dreptunghiulară — partea sa superioară se încovoie —

ceea ce are ca urmare o lipsă de uniformitate la trecerea frecvențelor în banda dată. După cum se vede, relația dintre coeficientul de cuplaj, factorul de calitate și forma curbei de rezonanță apare complicată. Pentru ilustrarea acestei relații

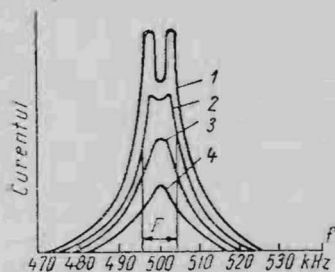


Fig. 55. Curbele de rezonanță ale filtrului trece-bandă cu circuite acordate, pentru diferiți k și Q , cu condiția ca produsul dintre k și Q să rămână constant ($kQ = 1,5$):

1 — $k = 0,01$; $Q = 150$; 2 — $k = 0,15$; $Q = 100$; 3 — $k = 0,02$; $Q = 75$; 4 — $k = 0,04$; $Q = 37,5$

ficării frecvenței intermediare, este curba 2, care posedă părțile laterale cu pante relativ mari și partea superioară

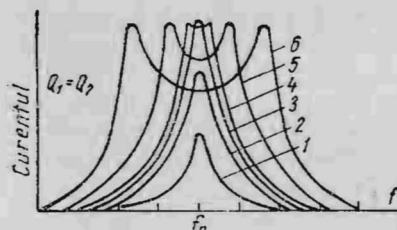


Fig. 56. Curbele de rezonanță ale filtrului trece-bandă cu circuite acordate, având același Q , însă pentru coeficienți de cuplaj k diferiți:

1 — $k = 0,01$; 2 — $k = 0,015$; 3 — $k = 0,02$; 4 — $k = 0,04$; 5 — $k = 0,08$; 6 — $k = 0,15$

cuplaj k între circuite, că se schimbă în funcție de k numai banda de trecere a filtrului și adâncimea de coborîre a curbei de rezonanță la frecvența de acord a circuitelor.

14. CALCULUL FILTRELOR TRECE-BANDĂ CU CIRCUITE ACORDATE

Cum se poate exprima matematic, prin formule, relația dintre valorile care determină forma curbei de rezonanță a unui filtru trece-bandă cu circuite cuplate, astfel ca utilizând aceste formule să se poată calcula dinainte și să se poată obține de la acest filtru rezultatele dorite? Calculul exact al unor astfel de filtre este destul de complicat și nu poate fi dat aici. Însă pentru asigurarea rezultatelor care să satisfacă majoritatea problemelor practice, se poate pleca de la următoarele.

S-a arătat că o dată cu creșterea cuplajului k între circuite crește și transferul de energie dintr-un circuit în celălalt, adică curentul din circuitul secundar crește. Pentru două circuite acordate la rezonanță există un anumit cuplaj critic K_{cr} , la care transferul de energie de la un circuit la celălalt este maxim (curentul din circuitul secundar este maxim) pentru o frecvență — frecvența de rezonanță, f_r (curba 3 din fig. 56). Pentru cuplajele mai mari decât cuplajul critic, aceste maxime de curent au aproximativ aceeași valoare, însă pentru două frecvențe de rezonanță f_{1r} și f_{2r} se obține așa-numita curbă de rezonanță cu două cocoase (de exemplu, curba 5 din fig. 56), cu o coborîre între aceste două frecvențe de rezonanță. Acest cuplaj critic k_{cr} deninde de factorii de calitate ai circuitelor, Q_1 și Q_2 , prin relația :

$$k_{cr} = \frac{1}{\sqrt{Q_1 Q_2}} \quad (23)$$

iar dacă circuitele sînt identice, adică $Q_1 = Q_2 = Q$, atunci

$$k_{cr} = \frac{1}{Q} \quad (24)$$

Apoi, pentru obținerea unei bune selectivități a filtrului este necesar, după cum s-a arătat mai sus, să se mărească factorul de calitate al circuitelor. Însă în cazul valorilor prea mari pentru Q , curba de rezonanță capătă un aspect foarte pronunțat de curbă cu două cocoase, astfel că se obține o mare coborîre a curbei la frec-

vența f_r ; valoarea mică a factorului de calitate Q rotonjește vârful curbei de rezonanță. Practica arată că, din punctul de vedere al formei curbei de rezonanță a filtrului trece-bandă cu circuite acordate, valoarea optimă a lui Q este cu aproximativ 75% mai mare decât valoarea lui Q , care asigură obținerea coeficientului de cuplaj critic k_{cr} adică

$$Q_{optim} = \sqrt{Q_1 Q_2} = 1.75 Q = \frac{1.75}{k_{cr}}. \quad (25)$$

ceea ce rezultă din formula (24).

Formula (25) poate fi reprezentată, dacă se ridică la pătrat toți termenii ei, astfel

$$Q_{optim}^2 = Q_1 Q_2 \approx \frac{3.0}{k_{cr}^2}. \quad (26)$$

Pe de altă parte, se știe că lățimea F a benzii de trecere la filtrul trece-bandă cu circuite acordate, măsurată la curenți egali cu 0.707 din valoarea maximă a curențului la rezonanță, este legată în acest caz de frecvența de rezonanță f_r și de coeficientul de cuplaj k prin relația

$$F \approx 1.2 k f_r. \quad (27)$$

De obicei lățimea benzii de trecere F a filtrului examinat la receptoare superheterodină este egală cu 10 kHz = 10 000 Hz, după cum s-a arătat mai sus. Pentru posturile de radiodifuziune f_r este egală sau mai mare de 150 kHz ($\lambda_{max} = 2000$ m). Introducând această valoare a lui f_r în formula (27) se găsește cu cât trebuie să fie egală valoarea maximă a cuplajului în filtrele examinate pentru frecvența minimă purtătoare a posturilor de radiodifuziune

$$k = \frac{F}{1.2 f_r} = \frac{10\,000}{1.2 \cdot 150\,000} = 0.056 \text{ sau } k \approx 6\%.$$

Dacă se introduce această valoare k în formula (26), atunci se găsește valoarea admisibilă Q a circuitelor:

$$Q_{max}^2 = \frac{3.0}{k_{cr}^2} = \frac{3.0}{0.06^2} = \frac{3.0 \cdot 10^4}{36} = 840$$

sau

$$Q_{max} = \sqrt{840} = 29. \quad (28)$$

Cu cât este mai înaltă frecvența purtătoare sau — în cazul filtrelor trece-bandă examinate — frecvența intermediară, cu atât trebuie să fie mai mare Q al circuitelor.

Să aplicăm această metodă de calcul al filtrului trece-bandă cu circuite acordate la cazul concret de calcul al amplificatorului de frecvență intermediară de la receptorul superheterodină. Circuitele $L_1 C_1$ și $L_2 C_2$ ale filtrului de frecvență intermediară sînt acordate la frecvența de rezonanță $f_r = 460$ kHz. Filtrul trebuie să lase să treacă o bandă de frecvențe $f = 9$ kHz. Cuplajul între circuitele filtrului este inductiv.

Folosind formula (27), se găsește coeficientul de cuplaj k , pentru condițiile date, între circuitele $L_1 C_1$ și $L_2 C_2$:

$$k = \frac{F}{1.2 f_r} = \frac{9}{1.2 \cdot 460} = 0.0163, \text{ sau } \sim 1.6\%.$$

Din formula (26) se găsește:

$$Q_1 Q_2 = \frac{3.0}{k^2} = \frac{3.0}{0.016^2} = \frac{3.0 \cdot 10^4}{2.56} = 11\,700.$$

Dacă circuitele sînt identice, adică $Q_1 = Q_2 = Q$, atunci

$$Q = \sqrt{11\,700} \approx 109.$$

Cuplajul critic între circuitele cu un astfel de Q este

$$k_{cr} \approx 0.0095 \approx 1\%.$$

Considerăm condensatoarele din circuite $C_1 = C_2 = C = 200$ pF fiecare. Folosind formula cunoscută pentru frecvența de rezonanță, se găsesc valorile necesare pentru inducțanțele $L_1 = L_2 = L$ din circuite:

$$L = \frac{25.2 \cdot 10^6}{C \cdot f^2} = \frac{25.2 \cdot 10^6}{200 \cdot 460^2} = 0.605 \text{ mH} = 605 \mu\text{H}.$$

unde: C se ia în pF, iar f în kHz.

Cum coeficientul de cuplaj $k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}}$ și cum în cazul nostru $L_1 = L_2 = 605 \mu\text{H}$ și $k = 0.016$, coeficientul de inducție mutuală M este:

$$M = k \sqrt{L_1 L_2} = kL = 0.016 \cdot 605 = 9.7 \mu\text{H}.$$

În sfârșit, se determină rezistența maximă admisibilă din fiecare circuit. Cum s-a găsit că factorul de calitate al circuitelor trebuie să fie $Q=109$ și cum

$$Q = \frac{\omega L}{R} = \frac{6,28f \cdot L}{R}$$

rezultă

$$R = \frac{6,28f \cdot L}{Q} = \frac{6,28 \cdot 460 \cdot 0,605}{109} \approx 16,0 \Omega,$$

unde f se ia în kHz, iar L în mH.

Trebuie de menționat că acest calcul fiind destul de aproximativ, el dă numai ordinul de mărime în jurul căruia trebuie căutate prin tatonări sau măsurări valorile juste, care determină acordul filtrului. Aceasta se explică prin aceea că în formule nu se poate ține seama de toți factorii care intervin în realitate în situația respectivă în receptor și care influențează asupra preciziei rezultatelor calculului. Așa, de exemplu, în toate receptoarele moderne, bobinele inductanțelor se execută cu miezuri magnetodielectrice, în scopul reducerii gabaritelor receptorului, pentru ușurința reglării valorii inductanței și pentru obținerea bobinelor cu un Q mare. În acest caz prezintă importanță materialul și forma magnetodielectricului utilizat, astfel încât calculul bobinei, de exemplu, devine destul de complicat și aproximativ. Este mai comod să se pornească de la bobinele cu miez magnetoelectric aflate în comerț și să se aleagă toate celelalte mărimi pentru aceste bobine. De obicei, bobinele ambelor circuite ale filtrului care se acordă se montează pe aceeași carcasă și, variind distanța între ele, se reușește să se obțină valoarea necesară cuplajului dintre bobine pentru inductanța mutuală M .

S-a examinat cazul filtrului trece-bandă cu circuite acordate când între circuite există un cuplaj inductiv. Uneori, însă, se utilizează un cuplaj capacitiv, adică în locul inductanței L_M din fig. 51 se conectează capacitatea C . În acest caz comportarea filtrului rămâne aceeași, cu excepția citorva particularități specifice, caracteristice numai cuplajului capacitiv.

S-a arătat la locul respectiv că în cazul cuplajului inductiv între circuitele filtrului, când valoarea cupla-

jului este aleasă pentru frecvența purtătoare și pentru banda de trecere dată, această bandă de trecere se lărgeste o dată cu creșterea frecvenței purtătoare și se îngustează, cu micșorarea purtătoarei. În cazul cuplajului capacitiv între circuite apare un tablou invers, adică o dată cu creșterea frecvenței purtătoare banda de trecere se îngustează și o dată cu micșorarea purtătoarei, ea se lărgeste. Aceasta se explică prin aceea că reac-

tanța cuplajului $\frac{1}{\omega C}$ se micșorează cu creșterea frecvenței, cuplajul devine mai slab și de aceea el influențează mai puțin funcționarea circuitelor, iar frecvențele de rezonanță f_H și f_L ale filtrului se apropie de frecvența de rezonanță proprie f_r a fiecărui circuit. Reducerea capacității C , la o frecvență purtătoare constantă, mărește cuplajul între circuite și, în consecință, lărgeste banda de trecere a filtrului, distanțind între ele vîrfurile curbei de rezonanță și măbind adîncitura curbei între frecvențele de rezonanță. Creșterea capacității C micșorează cuplajul și îngustează banda de trecere, apropie vîrfurile curbei de rezonanță și aplatizează vîrfurile ei. Astfel, cuplajul inductiv lărgeste banda de trecere a filtrului la frecvențe înalte, în timp ce cuplajul capacitiv o lărgeste la frecvențe joase. Faptul că cuplajul capacitiv lărgeste banda de trecere a filtrului în sensul frecvențelor inferioare ale gamei, oferă acestuia un oarecare avantaj față de cuplajul inductiv, deoarece tocmai în domeniul frecvențelor purtătoare joase, este de dorit o lățime ceva mai mare a benzii de trecere, în scopul transmiterii uniforme a frecvențelor laterale a unei modulate.

Cu toate că în expunerea anterioară am vorbit în special despre funcționarea filtrului trece-bandă cu circuite acordate, aplicat la frecvența intermediară din receptoare superheterodine, tot ce s-a expus mai sus se referă în aceeași măsură și la amplificatoarele de înaltă frecvență acordabile, care preced etajul de amestec din superheterodină (așa-numitul *preselector*) și la amplificatoarele de înaltă frecvență acordabile de la receptoarele cu amplificare directă.

Am examinat filtrul trece-bandă cu circuite acordate, aplicat în cazul unei benzi de trecere relativ înguste, cînd această bandă constituie un procent neînsemnat din frecvența purtătoare (2—3%). Însă, în alte cazuri, de exemplu la instalațiile de televiziune, banda de trecere constituie dimpotrivă, un procent foarte mare din frecvența intermediară (20—30%)¹⁾. În acest caz, asigurarea trecerii uniforme a benzii de frecvențe este imposibilă uneori dacă se utilizează circuitele de acord obișnuite. În acest caz, se recurge la reducerea intenționată a factorilor de calitate Q ai circuitelor, în scopul obținerii unei curbe de rezonanță mai aplatizate. În acest scop se pot completa circuitele, de exemplu, cu rezistențe R (fig. 57). Dacă circuitele sînt identice și sînt completate cu rezistențe egale R , atunci, notînd factorii de calitate ai acestor circuite prin Q_1 și factorii de calitate ai circuitelor fără rezistență de sarcină, Q_2 , factorul de calitate echivalent Q_e al circuitelor cuplate va fi:

$$Q_e = \frac{Q_1 Q_2}{Q_1 + Q_2} \quad (29)$$

Cum Q_e în astfel de circuite se micșorează cu sarcina, atunci după cum se vede din formula (24), coeficientul de cuplaj k_c crește, ceea ce are ca urmare creșterea benzii de trecere F .

O bandă largă de trecere

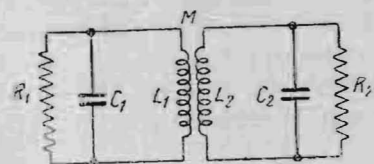


Fig. 57. Filtrul trece-bandă cu circuite acordate pentru o bandă largă de trecere.

se poate asigura dacă se combină curba de rezonanță cu două cocoase a unui filtru trece-bandă cu o curbă de rezonanță a unui circuit oscilant unic. Aceasta se poate realiza, dacă în circuitul anodic al tubului al doilea din schema din fig. 50 se conectează acest circuit, acordat pe frecvența intermediară. Din studii rezultă că în acest caz se obțin rezultate deosebit de bune, dacă circuitele sînt astfel alese, încît produsul ordonatelor curbelor

¹⁾ Frecvența intermediară în receptoarele de televiziune este, de obicei, egală cu 10—15 MHz, iar banda de trecere de 3—4 MHz.

cu două cocoase și cu o cocoasă să aibă aceeași valoare la frecvența de rezonanță f_r și la frecvențele de rezonanță f_{1r} și f_{2r} (pe cocoasă). Această condiție este asigurată dacă

$$Q_3 = \frac{Q_1 Q_2}{Q_1 + Q_2} \quad (30)$$

unde Q_1 și Q_2 se referă la circuitele cuplate, iar Q_3 , la circuitul oscilant unic.

Dacă $Q_1 = Q_2$, atunci Q_3 trebuie să fie egal cu 0,5 din $Q_1(Q_2)$. Este interesant de arătat că dacă această condiție este îndeplinită și dacă se modifică cuplajul între circuitele primului tub, se poate varia în limite largi banda de trecere, fără să se modifice forma curbei de rezonanță rezultante a schemei.

Se pot obține rezultate bune, în sensul obținerii unei benzi largi de trecere la o formă convenabilă a curbei de

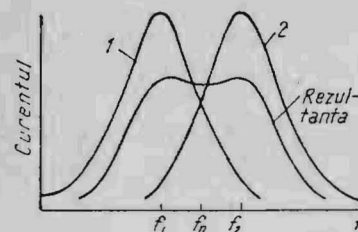


Fig. 58. Curbele de rezonanță a două circuite cuplate, dezacordate între ele.

rezonanță, dacă se folosesc două circuite puțin dezacordate între ele. În acest caz, curba de rezonanță rezultantă (fig. 58) se obține (dacă $Q_1 = Q_2$) la fel ca și în cazul cînd s-ar folosi o schemă obișnuită cu circuite cuplate acordate pe aceeași frecvență, însă care ar avea un coeficient de cuplaj k între circuite mărit pînă la valoarea

$$k_c = \sqrt{k^2 + \left(\frac{\Delta}{f_0}\right)^2} \quad (31)$$

unde: k este coeficientul de cuplaj real între circuite;
 Δ — diferența dintre frecvențele de rezonanță ale primului și celui de-al doilea circuit, adică

$$\Delta = f_1 - f_2;$$

f_0 — frecvența medie aritmetică între circuitele dezacordate, adică

$$f_0 = \frac{f_1 + f_2}{2}$$

Ultima metodă pentru obținerea filtrului trece-bandă dă rezultate mai bune, dacă se construiește schema unui

amplificator cu două etaje și dacă în circuitele sale anodice se conectează circuite singulare, cu sarcini pe rezistențe, dezacordate puțin între ele. Cheltuielile ocazionale de folosirea celui de-al doilea tub se compensează prin mărirea amplificării la aceeași bandă de trecere, printr-o mai mică dependență a funcționării schemei la înlocuirea tuburilor, prin simplitatea construcției și a acordării schemei.

15. NOȚIUNI CU PRIVIRE LA ALTE TIPURI DE FILTRE

Schemele de filtre trece-bandă examinate mai sus asigură trecerea unei benzi de frecvențe, dacă această bandă nu constituie un procent prea mic din frecvența medie relativă. Dacă însă, de exemplu, trebuie să se transmită banda de frecvențe cuprinsă între $f_1=200$ Hz și $f_2=2\,500$ Hz, adică $f=2\,300$ Hz la o frecvență purtătoare, să zicem de $1\,000\,000$ Hz, atunci banda de trecere constituie în acest caz numai $\frac{2\,300}{1\,000\,000} = 0,23\%$. Un astfel

de raport, care necesită circuite cu factori de calitate foarte mari, nu se poate asigura practic dacă se utilizează circuite compuse din condensatoare și bobine obișnuite. În aceste cazuri se recurge la cuarț, care asigură obținerea unor filtre de bandă îngustă, avînd o curbă de răspuns în funcție de frecvență cu o pantă foarte mare în banda de oprire. Aceasta se explică prin aceea că lamela de cuarț, decupată în mod corespunzător, este echivalentă din punct de vedere electric cu schema reprezentată în fig. 59, unde L_1 și C_1 sînt inductanța și capacitatea echivalente cu lamela de cuarț, iar C , capacitatea condensatorului format din lamela de cuarț și electrozii aplicați la lamelă.

C_1 constituie, de obicei, fracțiuni de picofarad, iar L_1 , unități de henry. Așadar, factorul de calitate al acestui circuit $Q = \frac{\omega L_1}{R}$, unde R reprezintă pierderile echivalente

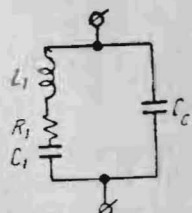


Fig. 59. Schema electrică echivalentă a lamelei de cuarț.

din cuarț (de obicei mici), este foarte mare și este de ordinul miilor și chiar zecilor de mii.

Din fig. 59 rezultă că schema echivalentă a cuarțului are două frecvențe de rezonanță: una determinată de circuitul $L_1 C_1$ (rezonanța serie): $f_{1r} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_1 C_1}}$, iar cealaltă, circuitul format din ramurile legate în paralel $L_1 C_1$ și C (rezonanța paralel):

$$f_{2r} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_1 \frac{C_1 C}{C_1 + C}}} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_1 C_0}}$$

unde

$$C_0 = \frac{C_1 C}{C_1 + C}$$

Banda de trecere a filtrului cu cuarț este funcție de aceste frecvențe. Se poate arăta că raportul dintre lățimea benzii de trecere și frecvența medie f_0 între f_{1r} și f_{2r} depinde de raportul $\frac{C_1}{C_0}$. Dacă acest raport se consideră de

100—150, cum este de obicei, atunci $\frac{\Delta F}{f_0}$ se obține de ordinul 0,002—0,004 (0,2—0,4%), care nu poate fi asigurată cu ajutorul circuitului format din bobine și condensatoare obișnuite. Banda de trecere a filtrului de cuarț poate fi variată între anumite limite prin conectarea la lamela de cuarț a inductanțelor și capacităților suplimentare.

Una din schemele simple ale filtrului cu cuarț în T este arătată în fig. 60. Lamelele trebuie să fie calculate și executate astfel ca frecvența de rezonanță de tensiune a celor două lamele conectate în serie, să fie egală cu frecvența de rezonanță de curent a lamelei conectate în paralel.

La frecvențe ultrînalte, filtrele se construiesc din segmente drepte de linii, care constituie așa-numitele linii

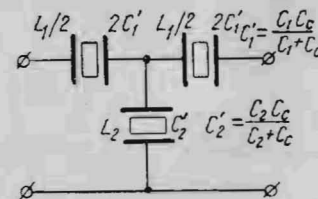


Fig. 60. O schemă foarte simplă a unui filtru cu cuarț în T.

de transmisie (linii lungi). Se știe că linia de transmisie se comportă fie ca o inductanță, fie ca o capacitate, fie ca un circuit de rezonanță serie, sau paralel, în funcție de mărimea părții din lungimea unde care se încadrează în linie și după cum linia este deschisă sau închisă la capăt. Aceasta se arată în fig. 61.

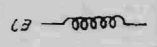
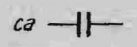
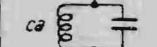
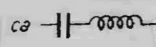
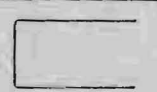
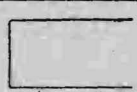
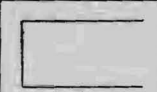
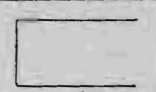
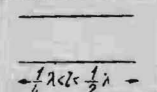
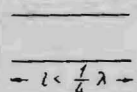
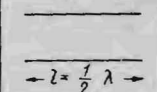
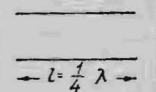
Linia funcționează ca	Linia funcționează ca	Linia funcționează ca	Linia funcționează ca
			
cînd	cînd	cînd	cînd
			
$l < \frac{1}{4} \lambda$	$\frac{1}{4} \lambda < l < \frac{1}{2} \lambda$	$l = \frac{1}{4} \lambda$	$l = \frac{1}{2} \lambda$
			
$\frac{1}{4} \lambda < l < \frac{1}{2} \lambda$	$l < \frac{1}{4} \lambda$	$l = \frac{1}{2} \lambda$	$l = \frac{1}{4} \lambda$

Fig. 61. Comportarea liniei în funcție de relația dintre lungimea sa l și lungimea de undă λ și în funcție de tipul liniei.

Cum factorul de calitate al liniilor de transmisie este de obicei foarte mare (de ordinul cîtorva mii), filtrul format din astfel de linii se comportă aproape ca un filtru

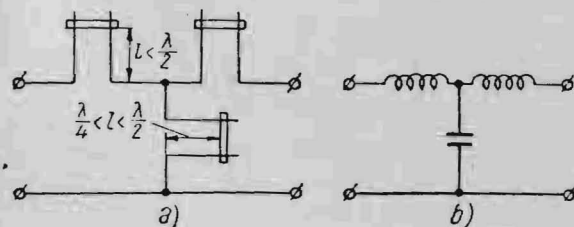


Fig. 62. Filtru trece-jos, format din linii de transmisie (a) și schema sa electrică echivalentă (b).

ideal. În fig. 62, a este arătat un filtru trece-jos, compus din linii de transmisie, iar în fig. 62, b, schema sa echivalentă, care lămurește funcționarea filtrului.

Un filtru aproape perfect pentru frecvențe foarte înalte este ghidul de unde ¹⁾ pe frecvențe ultraînalte. Utilizarea ghidurilor de unde se bazează în special pe însușirea lor principală și anume existența frecvențelor critice: toate frecvențele inferioare frecvenței critice pentru ghidul de unde respectiv, practic nu sînt lăsate să treacă.

Cu aceasta încheiem scurta expunere privind filtrele electrice.

ANEXĂ

Diagramă pentru calculul curbelor de răspuns teoretice, în funcție de frecvență, la filtrele de tip k

Pentru a construi curba de răspuns, în funcție de frecvență (a atenuării) pentru celula filtrului de tip k , trebuie să se determine (așa cum se arată mai jos), o valoare x și cu ajutorul ei să se găsească din diagrama fig. 63 atenuarea β a celulei filtrului la frecvența aleasă f . Cu valorile β și f se construiește curba de atenuare.

Formule pentru determinarea valorii lui x

1. La filtrul trece-jos:

$$x = 2 \frac{f^2}{f_2^2} - 1,$$

în care: f_2 este frecvența de tăiere;
 f — frecvența aleasă.

2. La filtrul trece-sus:

$$x = 2 \frac{f_1^2}{f^2} - 1,$$

în care: f_1 este frecvența de tăiere;
 f — frecvența aleasă.

3. La filtrul trece-bandă:

$$x = \frac{f_1}{2f_2} \left(\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f} \right)^2 - 1,$$

¹⁾ D. A. Konașinski și S. I. Turlighin, Introducere în tehnica frecvențelor ultraînalte, traducere din limba rusă, București, Editura Energetică de Stat, 1953.

în care $f_0 = \sqrt{f_1 f_2}$;

f este frecvența aleasă;

f_1 și f_2 sînt frecvențe de tăiere.

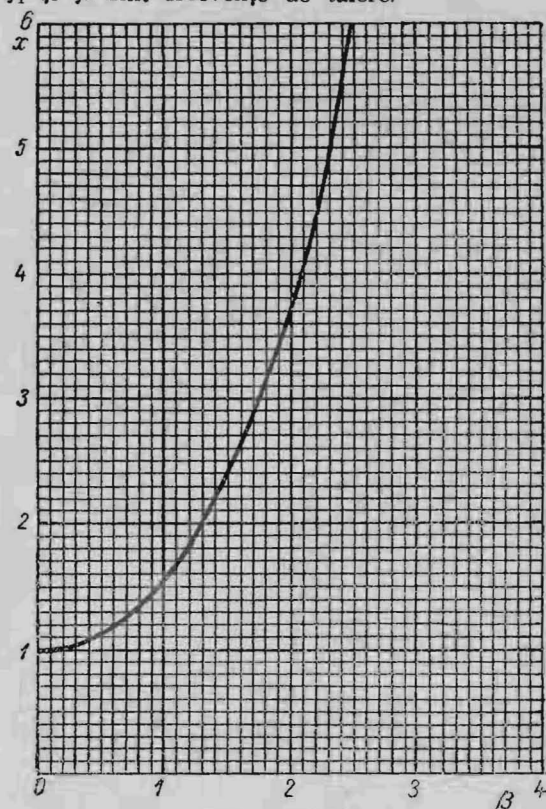


Fig. 63. Determinarea atenuării β în funcție de valoarea x .

4. La filtrul oprește-bandă:

$$x = \frac{L_1}{2L_2} \cdot \frac{1}{\left(\frac{f_0}{f} - \frac{f}{f_0}\right)^2} - 1,$$

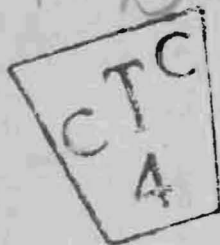
în care $f_0 = \sqrt{f_1 f_2}$;

f_1 și f_2 sînt frecvențe de tăiere;

f este frecvența aleasă.

TABLA DE MATERII

	Pag.
1. Introducere	3
2. Filtre trece-jos	21
3. Calculul filtrelor trece-jos	26
4. Filtrul trece-jos în circuitul redresorului	30
5. Filtre trece-sus	39
6. Calculul filtrelor trece-sus	42
7. Filtre trece-bandă	45
8. Calculul filtrelor trece-bandă	47
9. Filtre oprește-bandă	49
10. Calculul filtrelor oprește-bandă	50
11. Noțiuni generale cu privire la filtrele de tipul k și m și filtrele compuse	52
12. Filtre fără inductanță	54
13. Filtre trece-bandă cu circuite acordate	62
14. Calculul filtrelor trece-bandă cu circuite acordate	75
15. Noțiuni cu privire la alte tipuri de filtre	82



Responsabil de carte Ing. Gheorghiu Costin
 Tehnoredactor: Pantazianu Nicolae
 Corector responsabil: Pompilian Florin

Dat la cules 10.01.58. Bun de tipar 04.03.58. Hirtie semi-
 zelină de 65 g/m² 54×84/16. Coti editoriale 4,68. Coti de
 tipar 5,50. Comanda R. U. 4344 A 2658; E 16327. Indicele
 de clasificare pentru bibliotecile mari 621.318.7 Indicele de
 clasificare pentru bibliotecile mici 621.

Tiparul executat sub comanda nr. 188 la Intreprinderea
 Poligrafică C.F.R.
 Str. Fabrica de chibrituri nr. 9-11 București R.P.R.

E R A T A			
Pag.	Rindul	In loc de	Se va citi
26	21	2.10 ²	2.10 ³
41	Figurile 28 și 29 sînt inversate fața de legendele lor		
Filtre electrice			
Tipografilor			
Din vîna			

Lei 2.50