

SKEEMITEHNIKA 2-0-1, E, 2,0

Passiivsed RC- ja LRC- ahelad: madal- ja kõrgpääsfiltrid, ribafiltrid. Nende selektiivsus- ja sobitusomadused. Kõrgsagedusresonaatorid ja -sobitusahelad.

Diodskeemid: piirikud, eelpeinge formeerijad, temperatuuriandurid ja -kompenseerijad, diodventiilid ja diodkaitse. Diodide eriliigid, nende kasutus madal- ja KS-tehnikas.

Transistorskeemid: transistori lülitused, transistori alalis- ja vahelduvpinge režiimid. Bipolaar- ja väljatransistori mudelid, transistorastmete arvutus väikeste ja suurte signaalide režiimis. Tüüpilised transistorastmete skeemid, astmete omavaheline sobitus ja ühendamine. Tagasiside liigid. Transistorastmete temperatuuristabiilsus, mürad.

Võimendid mikroskeemidel, nende rakendused madal- ja KS-võimendites. Võimsusastmed ning täiturelementide tüüraastmed.

Sigaalide generaatorid: LC, RC ja kvartsotsillaatorid. Erikujuga signaalide generaatorid, täisnurksignaali generaatorid.

Skeemid operatsioonvõimenditel: OV põhilülitused, OV võimendustegur, sagedusarakteristikud, sisend- ja väljundtakistused, triiv sõltuvana tagasisidest, OV sageduskorrektsioon. OV tüüpikrakendused (inverteeriv ja mitteinverteeriv võimendi, komparaator, summeerivad, integreerivad ja differentseerivad skeemid, funktsionaalsed teisendajad, aktiivfiltrid, generaatorid).

Kõrg- ja ÜKS-võimendid: passiiv- ja aktiivelementide omadused, astmete sobitus, koormusahelad. Võimendite konstruktsioon.

Digitaalskeemid: transistor lülitirežiimis. TTL ja C-MOS skeemide eripärad. Taimerskeemid. Digitaalfiltrite konstrueerimine. Jõulülitid ja nende tüüraastmed.

Eeldused: Elektroonika alused

õppetööd korraldab: Raadio ja sidetehnika instituut.

Loengud, harjutused: dots. P. Martverk.

Iseseisev töö: harjutusteks ettevalmistus

Kontroll: harjutustundide arvestus.

Kirjandus: 1. Paul Horowitz, Winfield Hill. The Art of Electronics. Cambridge University Press, 1980. (v.k.tõlge-1983);

2. U. Tietze, Ch. Schenk. Halbleiter-Schaltungstechnik. Springer-Verlag, Berlin, 1980. (venekeelne tõlge-1982);

3. Lucy M Faulkenberry. An Introduction to Operational Amplifiers with Linear IC Applications. John Wiley & Sons, 1982 (venekeelne tõlge 1985);

4. Sidney Soclof. Analog Integrated Circuits. Prentice-Hall, Inc. (venekeelne tõlge 1988).

5. The ARRL Handbook for Radioamateurs 1991

6. W. McC. Siebert. Circuits, Signals and Systems. McCraw-Hill, NY (venekeelne tõlge 1988);

7. E. I. Manajev. Osnovõ radioelektroniki. 3. izdanie. Radio i svjaz 1990;

8. Eric Tart Red Arbeitsbuch für den HF-techniker. Franzis-Verlag GmbH, München, 1986. (on tõlge vene keelde);

1. PASSIIVAHELAD. RCL SKEEMID¹

1. RCL ELEMENDID

1.1.1 Aktiivtakistus, takisti, ühendusribad (juhtmed).

Peatume siin vaid kõrgetel sagedustel tekkivast pinnaefekt. Pinnaefekt (skin effect) hakkab mõjuma sagedustel üle 1 MHz-i, kus vool küünib ca 0,0008/24 mm sügavusele, üle 100 MHz-i aga vähem kui 0,0003/24 mm sügavusele. Siit tulenevalt peavad kõrgsagedusskeemide ühendused olema suurepinnalised, tuleb kasutada kõrgsagedusele arvestatud elemente. Mõningast efekti annab pindade hõbetamine, seda mitte niivõrd väiksema (0,94 korda) eritakistuse tõttu, kui hõbeda oksüüdi tunduvalt parema juhtivuse tõttu vaskoksüüdiga võrreldes.

1.1.2 Kondensaator

Põhivalemid: kondensaatoril olev laeng on määratud suurusega $Q = CU$, salvestatud energia aga $W = U^2C/2$. Kondensaatorit läbiva voolu väärtus avaldub $I = CdU/dt$ ja kondensaatori reaktiivtakistus $jX_C = 1/j\omega C$. Trükkiskeemi ribade omavahelise või maa suhtes tekkiva parasiitmahtuvuse hindamiseks võib soovitada valemit $C = 0,08842KS/d$, kus

S – tekkiva kondensaatori ühe plaadi pindala cm^2 ;

d – plaatide vahemik, cm ;

K – dielektriline konstant (õhu $K = 1$, fiiber $K = 4...5$).

Kondensaatori valikul tuleb pöörata tähelepanu lisaks mahtuvusele veel kondensaatori töösagedusele, mis on määratud nii dielektriliste kadudega kui ka kondensaatori konstruktsiooni ja väljaviikudega, tööpingele ning võimsusskeemides ka kondensaatorile lubatud reaktiivvõimsusele. Kaod kondensaatoris on võrdelised kondensaatori dielektriliste kadudega. Suvalises kõrgsagedust sildavas lülituses tuleb kondensaator ühendada võimalikult lühikeste viikudega viikude induktiiv- ja

¹Konspekti koostamisel on silmas peetud seda, et järgneva loenguks on ette antud trükitud tekst, mida loengu käigus täiendatakse vastavate jooniste, märkuste, valemitega. Selleks on mõistlik paljundada konspekti üheleheküljelistena, kasutades järgneva lehe tühja lehekülje märkuste tegemiseks loengul.

aktiivtakistuse vähendamiseks. Selektiivsetes skeemides tuleb valida kondensaatoreid nende temperatuuritegurite järgi. Kondensaatori temperatuuritegur - arvestades, et tavaliselt on induktiivsuse temperatuuritegur positiivne - peab olema negatiivne.

1.1.3 Induktiivpool

Põhivalemid: Induktiivsusel salvestatud energia avaldub $W = I^2 L/2$, pingeline $u(t) = di(t)/dt$. Oluliseks pooli parameetrik on hüve $\omega L/r_L$, kus r_L on pooli kaotakistus (järjestik aseskeemi järgi võetuna). Tuleb meeles pidada, et pooli kaotakistus on sagedusest sõltuv suurus. Ferromagneetikust südamik korral tuleb arvestada pooli kadudega, millised on tingitud pöörivooludest südamikus (eddy voolud). ainsaks retseptiks siin on kõrge eritakistusega südamikmaterjalide kasutamine. Kaod tekivad ka südamiku hüstereesinähtusest: südamik töötab vastu enda magnetilise polaarsuse muutmistele. Ferromagneetiku põhiparameetriteks on tema magnetiline läbitavus (alg- ja diferentsiaal) ning lubatud magnetiline induksioon, mille ületamisel südamik küllastub. Kui südamikku läbib lisaks vahelduvvoolulu veel voolu alaliskomponent, tuleb arvestada ka viimase mõju südamiku küllastamisele. Täpsemaid käsiraamatulisi andmeid ja nomogramme induktiivsuste arvutamiseks võib leida näiteks raamatutest [8,5].

Kõrgsagedusskeemides on oluline hinnata ühendusjuhtmete induktiivsust. Nii on sirge ümarjuhtme induktiivsust, avaldatuna mikrohenrides

$$L = 0,0002b[\ln(2b/a) - 0,75], \text{ kus}$$

a – juhtme läbimõõt mm,

b – juhtme pikkus mm.

Teoreetiliselt sageduse kasvades lõpmatuseni koefitsient 0,75 läheneb 1-le. Praktiliselt mõjutab pinneefekt induktiivsust vaid mõne protsendi ulatuses. Ribakujulise voolujuhi induktiivsust, jällegi mikrohenrides

$$L = 0,0002b[\ln(2b/(w+h)) + 0,5 + 0,2235(w+h)/b], \text{ kus}$$

b – pikkus mm,

w – laius mm,

h – paksus mm.

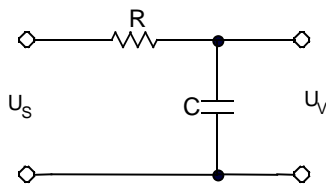
Toodud seosed on kasulikud ühendusjuhtmetest või -ribadest tekkivate parasiitinduktiivsuste hindamiseks ja nende mõju arvestamiseks kõrgetel sagedustel.

1.2. RC - FILTRID

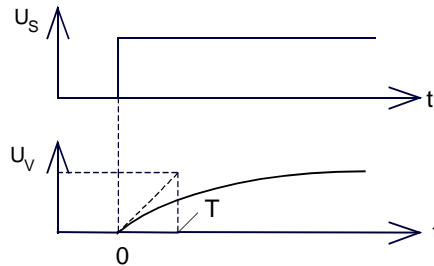
1.2.1. Madalpääsfilter (MPF)

Filtri (joon. 1.1) ülekande sagedussõltuvus $K(j\omega) = 1/(1 + j\omega RC) = 1/(1 + jf/f_1)$, kus lõikesagedus $f_1 = 1/2\pi RC$. Ülekanne $K = 1$, kui sagedus f on palju väiksem lõikesagedusest, väheneb 10 korda (20dB) sageduse 10-kordsel kasvul, kui sagedus on palju kõrgem lõikesagedusest. Asendades $j\omega$ kompleksmuutujaga $s = j\omega + \sigma$, saame filtri ülekandefunktsiooni kujul $K(s) = 1/(1 + Ts)$ või $K(s) = 1/[T(s + 1/T)]$, kus $T = RC$.

Teatavasti annab ülekandefunktsioon $K(s)$ väljund- ja sisendsignaalide Laplace'i teisenduste vahel suvaliste ajaliste signaalide korral. Selleks, et minna üle sinusoidaalsete signaalide jaoks kehtivale sageduskarakteristikule $K(j\omega)$, võtame $\sigma = 0$.



Joon. 1. 1



Joon. 1. 2

Ajamastaabis ilmnevad madalpääsfiltri inertsiiaalsed omadused (joon. 1.2), mida iseloomustatakse filtri ajakonstandiga T . Jättes siin tuletuskäigu kõrvale, avaldub filtri väljundpinge impulss-sisendpinge esifrondi korral

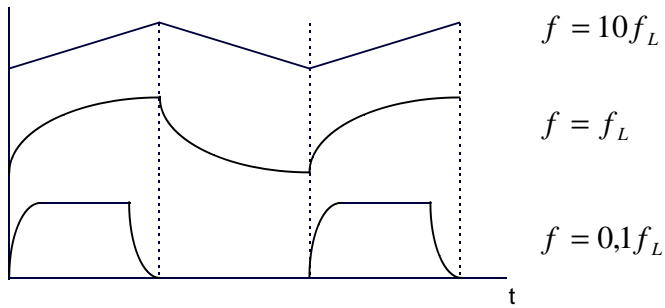
$$U_v(t) = U_s(1 - e^{-t/RC}) \text{ ja tagafrondi korral}$$

$$U_v(t) = U_s e^{-t/RC}.$$

Ülaltoodust tulenevalt võib arvutada väljundpinge nivoo taastumisaeg protsentides, saades:

Taastumisaeg	T	2,3T	4,6T	6,9T
Taastumistäpsus %	37	10	1	0,1

Praktikas on juurdunud nn 3T võtte, mille jooksul loetakse siirdeprotsess lõppenuks. Ajakonstandi mõju edastatava signaali sageduse suhtes kajastub alljärgnevates ostsillogrammides (joon. 1.3):



Joon. 1. 3

Ülekantava impulsi frondi kestvus (võttes aluseks signaali kasvu 10% kuni 90%-ni) on arvutatav, lähtudes eksponentfunktsiooni omapärast, seosest

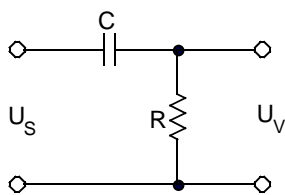
$$t_V = t_{90\%} - t_{10\%} = T(\ln 0,9 - \ln 0,1) = T \ln 9 = 2,2T \text{ ehk } t_V = 1/3f_1.$$

Olukorras, kus töösagedus on palju väiksem filtri lõikesagedusest, on MPF vaadeldav integraatorina. Teisiti öeldes - filtri väljundis olev vahelduvpinge on tunduvalt väiksem sisendpingest. Sellele tugineb ka MPF kasutamine alaliskomponendiga vahelduvpinge keskväärtuse detektorina - alaliskomponent kantakse edasi lineaarselt, vahelduvkomponent integreeritakse (sageduslikus keeles öelduna - filtreeritakse).

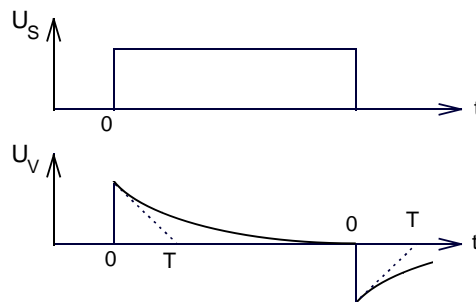
RC - madalpääsfiltrit kasutatakse sageli toiteahelates astmete omavahelisteks lahtisidestuseks. Sellisel juhul on oluline tagada signaalisageduse ja võimalike endaergutuslike genereerimissageduste piisav mahasurumine.

1.2.2 Kõrgpääsfilter (KPF)

Filter (joon. 1.4) moodustatakse madalsagedusliku ja alalissignaali edasikandumise tõkestamiseks. See ahel moodustub tihti astmete omavahelisel sidestusel, kui on vaja vältida alalispingete edasikandumist (galvaanilist ehk otsesidestust) astmete vahel. Samuti leiab RC- KPF kasutust digitaaltehnikas impulsside diferentseerimiseks.



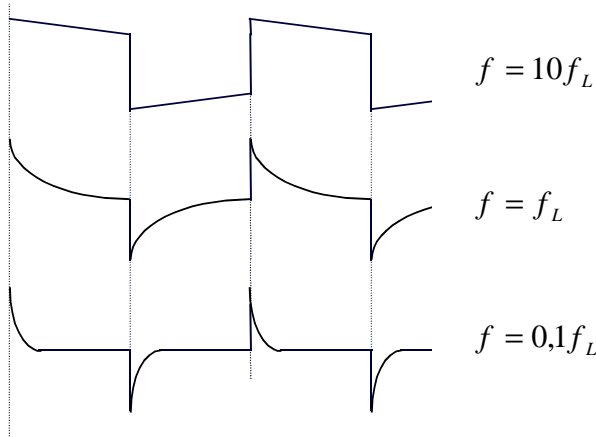
Joon. 1. 4



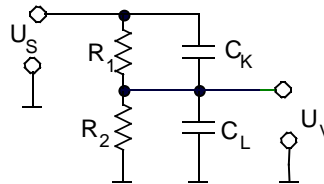
Joon. 1. 5

Siin saame filtri ülekandeks $K(j\omega) = 1/(1 + 1/j\omega RC) = 1/[1 + (f_1/jf)]$ või $s/[s + (1/T)]$.² Kõrgpääsfiltri ajakonstandi ja lõikesageduse avaldised on samad, mis MPF korral. Vastavad väljundpingete kujud on toodud joonisel 1.5.

Filtri diferentseerivat omadust illustreerivad toodud ostsillogrammid (joon. 1.6).



Joon. 1. 6



Joon. 1. 7

1.2.3 Kompenseeritud pingejagur

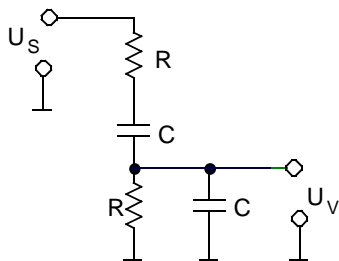
Kui pingejaguri koormus on mahtuvusliku iseloomuga, siis tekib MPF-it iseloomustav ahel R_1C_L . Järelikult hakkab pingeülekanne sõltuma sagedusest. Seda vältimaks varustatakse R pingejagur kompenseeriva kondensaatoriga C_k (joon.7). Sellega moodustatakse kõrgpääsfilter, mis kompenseerib MPF-st põhjustatud pingejagamise sagedussõltuvuse. Selleks tuleb tagada tingimuse $C_k/C_L = R_2/R_1$ täitumise. Nii ei moonutu ka signaali kuju.

1.2.4 RC ribafilter

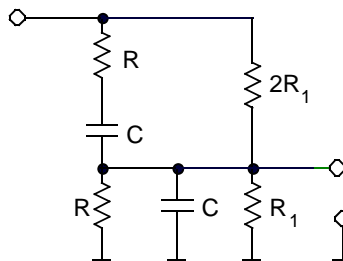
Pannes järjestikku MPF ja KPF, saame lihtsaima ribafiltri. Võrdsete elementide väärtuste korral (joon. 1.8) saame sageduskarakteristikuks avaldise

$$K(j\Omega) = j\Omega / (1 + 3j\Omega - \Omega^2).$$

²Me ei tee siin ja edaspidi ranget vahet ülekandefunktsiooni ja sageduskarakteristiku nimetustes, eeldades, et seoste kirjutusviis näitab, millise avaldisega on tegemist.



Joon. 1. 8



Joon. 1. 9

Sellele vastavalt maksimaalne ülekanne saavutatakse sagedusel $\omega = 1$, kus ω – on normeeritud sagedus, $\omega = f/f_{res}$. Nn. resonantssagedus $f_{res} = 1/2\pi RC$ on ühtlasi siin mõlema filtri lõikesageduseks. Ülekanne sellel kvasiresonantsagedusel on võrdne 1/3-ga.

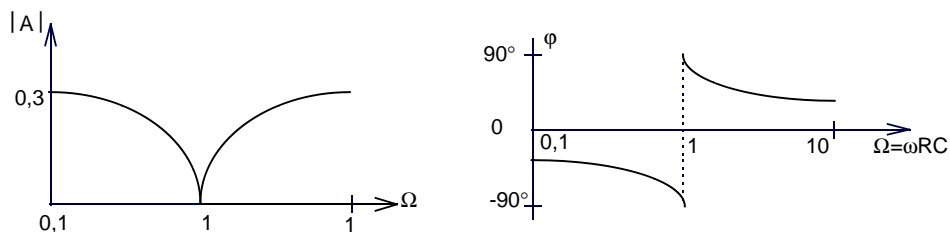
1.2.5 Wien - Robinsoni sild

Vaatleme skeemi joonisel 1.9, mis kujutab endast joon. 1.8 täiendust pingejaguriga, mille ülekanne $K = 1/3$. seetõttu saame ahela, mille väljundpinge kvasiresonantssagedusel võrdub nulliga. Kuna väljundpinge saadakse pingejaguri ja ribafiltri väljundpingete vahena, siis sõltub väljundpinge sagedusest järgnevalt:

$$U_v = U_s/3 - U_s * j\omega / (1 + 3j\omega - \omega^2), \text{ millest tulenevalt}$$

$$K(j\omega) = (1/3) * (1 - \omega^2) / (1 + 3j\omega - \omega^2). \text{ Eriti tundlik on siin}$$

sageduse muutusele 0-st läbiminev faasikarakteristik (joon. 1.10).

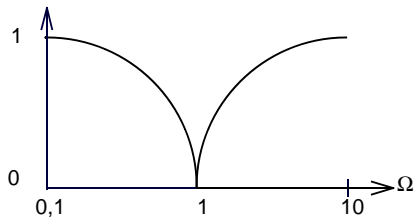


Joon. 1. 10

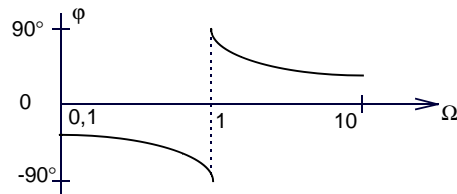
1.2.6 Kahekordne T - kujuline filter

Filter on toodud joonisel 1.11. Siin võetakse väljund sisendiga ühise siini suhtes, mis lihtsustab skeemi praktilist rakendust. Saadavad karakteristikud on toodud joonisel 1.12, kust järeldub, võrreldes eelmise skeemiga, amplituudkarakteristiku suurem sagedustundlikkus. Ülekande valem

erineb vaid koefitsientide



Joon. 1. 11



Joon. 1. 12

poolust - puudub ees 1/3 ja murru nimetajas on 3 asemel 4.

1.2.7 Poolused ja nullid

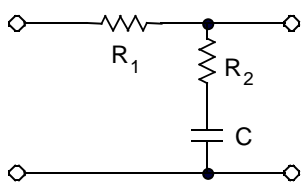
Üldjuhul on ülekandefunktsioon avaldatav

$$K(s) = K_0 \left[\frac{(s - z_1)(s - z_2) \dots (s - z_m)}{(s - p_1)(s - p_2) \dots (s - p_n)} \right]$$

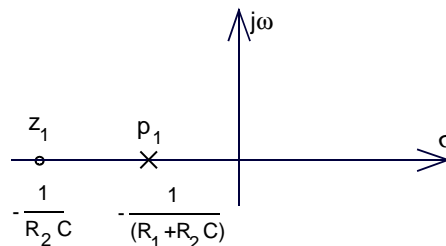
nimeteja lahendid $p_1 \dots p_n$ nimetatakse poolusteks. Komplekssageduse s võrdues nende lahenditega muutub ülekanne lõpmatu suureks. Lugeja lahendid $z_1 \dots z_m$ nimetatakse nullideks (zeros). Sageduse s võrdues nendega $K(s) = 0$. Tavaliselt on kehtiv $n > m$ või $n = m$.

1.2.8 Proportsionaal - integreeriv lüli

Faasikarakteristikute korrigeerimisel (näiteks operatsioonvõimendite juures) leiab kasutamist järgmine RC ahel (joon. 1.13). Selle ülekanne avaldub



Joon. 1. 13



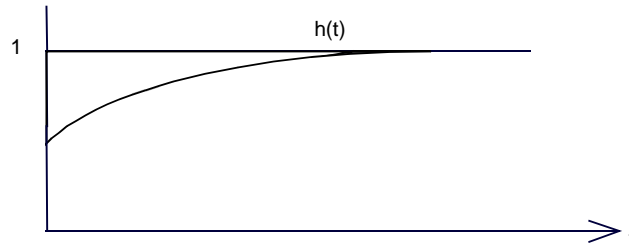
Joon. 1. 14

valemiga $K(s) = [R_2 + 1/sC] / [R_1 + R_2 + 1/sC] = [R_2 / (R_1 + R_2)] [(s + \omega_2) / (s + \omega_1)]$, kus $\omega_1 = 1 / (R_1 + R_2)C$ ja $\omega_2 = 1 / R_2C$.

Toodud ülekandel (vt. $K(s)$ avaldist) on üks null $z_1 = -\omega_2$ ja üks poolus $p_1 = -\omega_1$ (joon. 1.14).

Pinge ühikhüppe korral ahela sisendis saame reaktsiooni

$$h(t) = 1 - [R_1 / (R_1 + R_2)] e^{-\omega_1 t} \quad (\text{joon. 1.15}).$$



Joon. 1. 15

Viimast seost võib kirjeldada pooluste ja nullide kaudu (vt ülaltpoolt seoseid sageduste ja takistuste vahel) järgmiselt

$$h(t) = 1 - [(\omega_2 - \omega_1) / \omega_2] e^{-\omega_1 t} = 1 - [(|z_1| - |p_1|) / |z_1|] e^{-\omega_1 t}.$$

Kuna pooluse ja nulli asendis on üksteisest sõltuvad, võib neid üheaegselt nihutada - näiteks lähendada neid teineteisele R_1 vähendamisega või R_2 suurendamisega (lähendades reaalse karakteristiku ideaalsele).

Proportsionaal-integreeriva ahela praktiline tähtsus seisneb võimaluses kompenseerida tema nulliga mõne teise integreeriva ahela pooluseid. Seda kasutatakse tihti, nagu varem öeldud, operatsioonvõimendite korrektsioonil.

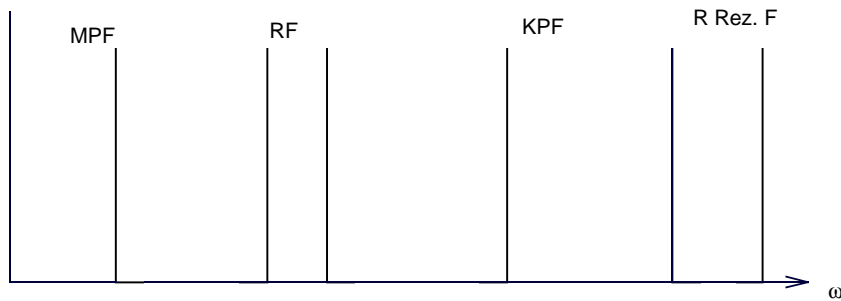
RC-filtrite poolused on alati reaalsed ja asetsevad sageduse miinusteljel.

1.3. RLC FILTRID

1.3.1 LC filtrite üldine iseloomustus

Astmetevaheliseks sobituseks, astmete koormusahelateks, mis täidavad ühtlasi sobitus- ja filtreerimisülesandeid raadiosagedustel, kasutatakse LC (LCR) ahelaid. Tõlgendus komplekstasandil tähendab siis seda, et tekivad kaaskomplekssed poolused.

Kuna teatavasti filter oma ideaalkujus pole



Joon. 1. 16

realiseeritav, tuleb valida võimalike reaalse variantide vahel. Neist on tuntumad Butterworthi (But.), Tshebõshevi (Tsh.) Besseli ja elliptiline (Ell.) filter. Neist esimest kasutatakse olukorras, kus on nõutav amplituud- ja faassageduskarakteristiku (ASK,FSK) maksimaalne tasasus, siledus ilma laineteta filtri läbipääsuribas ning on nõutav täpne impedantside sobitus. Võrreldes aga teiste, sama keerukusastmetega filtritega, on But.- filtri mahasurumistegur väljaspool pääsuriba väiksem. Lisaks sellele tuleb But.- filtril valida kindla suhtega kondensaatorid, millised tavaliselt ei vasta standartväärtustele. Vajalike lisakondensaatorite tõttu muutub filtri realiseerimine tülilikaks ning on oht täiendavate, parasiitresonantsahelate tekkeks.

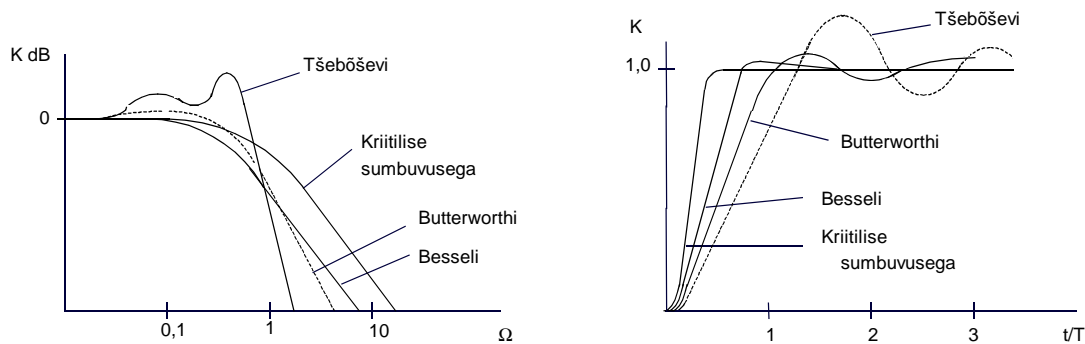
Tsh.-filtrit kasutatakse siis, kui on vajalik järsemat ASK langust ja on lubatud selle karakteristiku lainetused nii pääsuribas kui sellest väljaspool ning on lubatud mõningased kõrvalekalded impedantside sobitusel. Samas on võimalik valida kondensaatoreid erinevates vahekordades, sõltuvana lubatud karakteristiku lainetusest. Nii saab järgida ka standartsete väärtuste rida, lihtsustades seega filtri konstruktsiooni.

Besseli filter tagab ühtlaseima signaali hilistumise (faasikarakteristiku). See tuleneb filtri faasikarakteristiku lineaarsusest sisendsignaali sageduse suhtes.

Elliptiline filter tagab väga järsu sageduskarakteristiku languse - tõusu koos väga sügava väljalõikega ASK tõkestusribas (võimalike konkreetsete parasiitsageduste täielikuks mahasurumiseks).

Mida kõrgem on filtri järk, seda lähedasem on filter ideaalsele. Samas aga suureneb nii filtri kui ka häälestamise keerukus. Seetõttu piirduakse tavaliselt kuni 5...10 järku filtritega.

Mõnede filtritüüpide amplituud-sageduskarakteristikute ja siirdekarakteristikute võrdlus on toodud joonisel 1.17.



Joon. 1. 17

1.3.2. Madalpääsfiltrite üldistatud ülekanne

Niisiis üheastmelise RC filtri ülekanne avaldus $K(s) = 1/(1 + sRC)$. Peame filtrite juures edaspidi silmas lõikesageduse suhtes normeeritud kompleksmuutujat $s' = s/\omega_1$. Kui $\sigma = 0$, saame $s' = j\omega/\omega_1 = j(f/f_1) = j\Omega$. Seega $K(s') = 1/(1 + s')$. Tähistuse lihtsustamiseks jätame edaspidi ära, eeldades filtrites, nagu enamikes kirjanduses, s-i kui normeeritud kompleksmuutujat. Kui ilmneb vajadus suuremaks selektiivsuseks, tuleb ühendada n filtrit järjestikku, saades seoseks³

$$K(s) = \frac{1}{(1 + \alpha_1 s)(1 + \alpha_2 s)(1 + \alpha_3 s) \dots (1 + \alpha_n s)},$$

kus $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_n$ – reaalsed positiivsed koefitsiendid (tegurid).

Sisuliselt näitavad tegurid α_i -d üksikute filtrite lõikesageduste nihutamist üksteise suhtes.

Kui kasutatakse ühesuguse lõikesagedusega filtreid, saame

$$\alpha_1 = \alpha_2 = \dots = \alpha_n = \alpha = \sqrt[n]{\sqrt{2} - 1};$$

saadud olukord vastab filtrile nn kriitilise sumbumisega, kus üksikute filtrite lõikesagedus on $1/\alpha$ korda kõrgemal kogu filtri lõikesagedusest. Üldjuhul MPF ülekandefunktsioon avaldub

³ Konsekti koostamise lihtsustuseks ja parema ülevaatlikkuse ja selgitusvõimaluste tõttu antakse edaspidi pikemad avaldised käsitsi kirjutatuna kas konsektis või loengu käigus.

$$K(s) = \frac{K_0}{1 + c_1 s + c_2 s^2 + \dots + c_n s^n},$$

kus $c_1 \dots c_n$ – *positiivsed, reaalsed tegurid*.

Filtri järk on määratud muutuja s astmega.

LRC filtrite korral on tegemist komplekssete poolustega, seega selle ülekande kirjeldamiseks tuleb kasutada teist järku kordajaid:

$$K(s) = \frac{K_0}{(1 + a_1 s + b_1 s^2)(1 + a_2 s + b_2 s^2) \dots} = \frac{K_0}{\prod_i (1 + a_i s + b_i s^2)}$$

Erinev koefitsientide valik annab erinevate omadustega filtrid, neist levinumad on varemalt märgitud filtrite tüübid (Butterworth'i, Besseli jt.). Mítmejärguliste filtrite elementaarastmete lõikesagedused on erinevad, kusjuures see erinevus sõltub nii filtri tüübist kui ka filtri järgust. Mõnedes allikates, näiteks [2], näidatakse ära ka need sagedused, kergendamaks filtrite häälestust.

Oluliseks parameetrik on filtrite juures hüvetegur. Siin avaldub hüve $Q_i = \sqrt{b_i}/a_i$. Eriti oluline on hüve väärtus aktiivfiltrite juures; mida suurem hüve, seda on endaergutuse oht.

1.3.3 Alumiste sageduste muutmise ülemisteks

Logaritmilisel sagedusteljel saab üle minna madalamatelt sagedustelt ülemistele, kasutades ASK peegelkujutist lõikesageduse suhtes.

1.3.4 Butterworthi filtrid

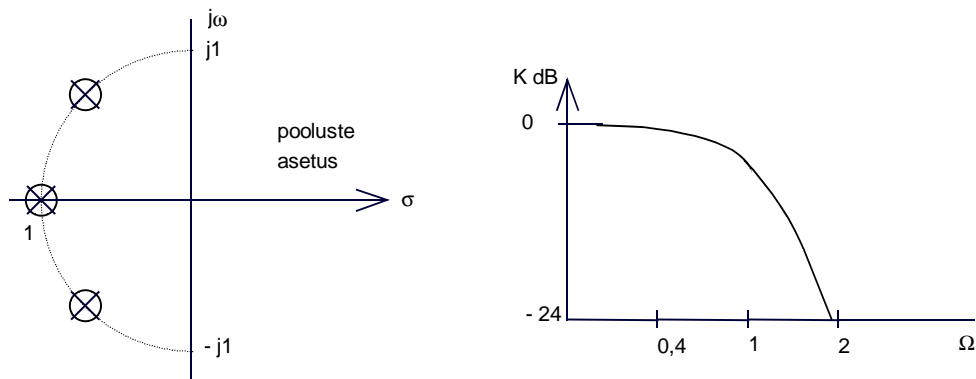
Me ei vaatle käesolevas kursuses Butterworthi filtri tuletusaluseid, vaid lähtume ülaltoodud filtri üldistatud avaldisest

$$K(s) = \frac{K_0}{\prod_i (1 + a_i s + b_i s^2)}.$$

Nii näiteks kolmandat järku filtri ülekande avaldub

$$K(s) = \frac{1}{s^3 + 2s^2 + 2s + 1} = \frac{1}{(s+1)\left(s + \frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}\right)\left(s + \frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2}\right)}$$

vastavad pooluste asukohad, sageduskarakteristik on illustreeritud joonisel 1.18. Märgime, et Butterworthi filtri poolused asetsevad poolringil [6].



Joon. 1. 18

Tekkiv koefitsientide c^i rida kutsutakse Butterworthi polünoomiks, mis sõltuvana filtri järgust omab kuju⁴

1. $1 + s$
2. $1 + 1,41s + s^2$
3. $1 + 2s + 2s^2 + s^3 = (1 + s)(1 + s + s^2)$
4. $1 + 2,613s + 4,1414s^2 + 2,613s^3 + s^4 = (1 + 1,848s + s^2)(1 + 0,765s + s^2)$.

Nagu polünoomide järgi näha, avaldub 3. järku filter 1. ja 2. järku filtrite kaudu, 4. järku - kahe erinevate lõikesagedustega 2. järku filtrite kaudu.

1.3.5 Tšebõševi filter

Siin avaldub ASK järgneval kujul:

$$K(f) = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 c_k^2 \left(\frac{f}{f_L} \right)} \text{ ehk } K(s) = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 c_k^2 s}; \quad \frac{K_{\max}}{K_{\min}} = 1 + \varepsilon^2,$$

kus C_n – Tshebõševi 1. liiki n – astmeline polünoom;

ε – tegur, mis määrab karakteristiku ebahühtluse pääsuribas.⁵

Ka Tsh. filtril, nagu Butterworthi filtril esinevad tunduvad faasikarakteristiku moonutused.

Teatavasti on Tsh. filtri sageduskarakteristiku langus kiireim siinnimetetuist. Selle filtri

⁴Kirjanduses [2] on toodud kuni 10. järku Butterworthi, Besseli, Tshebõševi ja kriitilise sumbumisega filtrite koefitsiendid.

⁵On võimalik realiseerida Tsh. filter monotoonsena pääsuribas ja lainetusega tõkestusribas ja vastupidi [8].

edasiarendusel, kus konstant murrulugejas asendatakse polünoomiga, on võimalik saavutada veelgi järsemat sageduskarakteristiku langust (elliptiline ehk Kaueri? filter). Samas muutub filtri realiseerimine aga tunduvalt keerukamaks.

Kui on vajadus piirata sageduskarakteristiku lainetust nii pääsuribas kui ka tõkestusribas, kasutatakse samuti Tshebõshevi filtri erijuhust, mida kutsutakse seal kasutatavate elliptiliste funktsioonide tõttu elliptiliseks filtriks [8].

1.3.6 Besseli filter

Impuls- jt laiaribaliste signaalide ülekandel on oluline faasikarakteristiku lineaarsus ehk teisiti öeldes - on oluline tagada sagedusest sõltumatu grupiviiteaeg. Selline omadus tagatakse Besseli (vahest Thompsoni filtriks kutsutava) filtriga.

Kuna kaasaegsed infokanalid töötavad diskreetsete signaalidega, on moonutusvaba impulsssignaalide edastus küllaltki oluline. Seetõttu vaatleme veidi lähemalt Besseli filtri koostaluseid. Filtri parameetrite arvutamisel lähtutakse sellest, et grupiviiteaeg sageduspiirkonnas, kus $\Omega < 1$, sõltuks võimalikult vähem sagedusest.

Varasemast selgus, et teist järku MPF ülekandefunktsioon avaldus

$$K = \frac{K_0}{1 + a_1 s + b_1 s^2} = \frac{K_0}{1 + ja_1 \Omega - b_1 \Omega^2}.$$

Siit järeldub, et faasinihke sagedussõltuvus avaldub

$$\varphi = -\arctg \frac{a_1 \Omega}{1 - b_1 \Omega^2}.$$

Grupiviisiline viiteaeg $t_{gr} = \frac{d\varphi}{d\omega}$.

Edaspidise lihtsustamiseks normeerime grupiviiteaja lõikesageduse f_1 pöördväärtuse T_1 suhtes:

$$T_{gr} = \frac{t_{gr}}{T_L} = t_{gr} f_L = \frac{1}{2\pi} t_{gr} \omega l.$$

Saame, et

$$T_{gr} = -\frac{\omega_L}{2\pi} \frac{d\varphi}{d\omega} = -\frac{1}{2\pi} \frac{d\varphi}{d\Omega}.$$

Kasutades ülaltoodud valemit faasinihke kohta, saame

$$T_{gr} = \frac{1}{2\pi} \frac{a_1 (1 + b_1 \Omega^2)}{1 + (a_1^2 - 2b_1) \Omega^2 + b_1^2 \Omega^4}.$$

Selleks, et aproksimeerida grupiviiteaega Besseli järgi, eeldame et kui $\Omega \ll 1$, siis $b_1^2 \cdot \Omega^4$ on väike suurus ja kehtib järgnev seos:

$$T_{gr} = \frac{a_1}{2\pi} \frac{1 + b_1 \Omega^2}{1 + (a_1^2 - 2b_1) \Omega^2}.$$

Nagu näha, on tulemus siin sagedusest sõltumatu, kui Ω_2 koefitsiendid on võrdsed. Seega peab kehtima

$$b_1 = a_1^2 - 2b_1 \quad \text{ehk} \quad b_1 = \frac{1}{3} a_1^2.$$

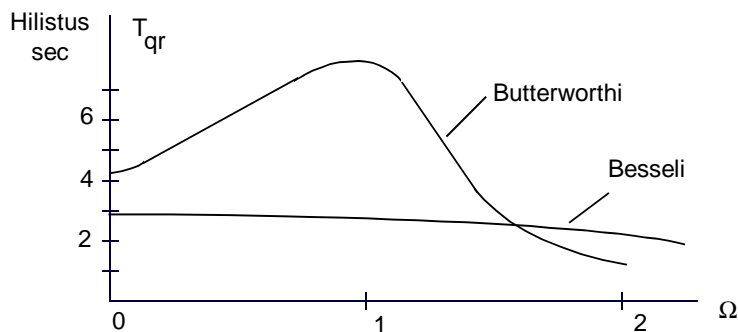
Lähtudes normeerimistingimusest $|K|^2 = \frac{1}{2}$ sagedusel $\Omega = 1$, saame

$$\frac{1}{2} = \frac{1}{(1-b_1)^2 + a_1^2}.$$

Tekkivast võrrandsüsteemist leiame, et $a_1 = 1,3617$, $b_1 = 0,6180$.

Ülalvaadeldud tuletuskäik on toodud rohkem Besseli filtri loomise lähtealuste selgitamiseks kui praktiliseks rakenduseks. Kõrgemat järku filtrite polünoomide tuletus on tunduvalt keerukam ja ei paku samuti rakenduslikku huvi. Kirjanduses ja vastavates arvutiprogrammides on piisavalt andmeid filtrite realiseerimiseks. Seejuures tuleb võtta teadmiseks, et neis toodud tabelites normeeritakse sagedus Ω lõikesageduse suhtes.

Lõpetuseks on illustreeritud 6. järku Besseli ja Butterworthi filtrite hilistumise sõltuvused sagedusest (joon. 1.19).



Joon. 1. 19

1.3.7 Filtri projekteerimisnäide

Tänapäeval projekteeritakse filtreid arvutiprogrammide (näiteks MatLab, mis arvutab digitaalfiltreid ja analoogfiltrite otsitava ülekande, A-Filter, mis arvutab kuni neljandat järku aktiivfiltrite elementide väärtused jt.) vahendusel. Kirjanduses, [2,5jt] on toodud eri filtritüüpidele vastavad tabelid, milliseid saab samuti hõlpsalt kasutada nii MPF, KPF kui ka RF konstrueerimiseks. Passiivfiltrite projekteerimisele on pühendatud ka esimene harjutustundide teema.

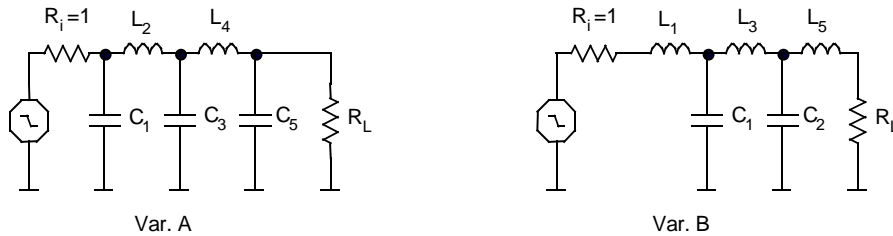
Me ei lasku siin filtrite sünteesiülesande lahendamiseni - piirdume vaid käsiraamatulise Butterworthi MPF projekteerimisnäitega [5].

Lähtume valemist, mis määrab signaali mahasurumise võimsuse järgi:

$$K = 10 \log \left[1 + \left(f / f_1 \right)^{2k} \right],$$

kus *siis lõikesagedusel f_1 on mahasurumine 3,01dB*,

k on filtri järk ehk kasutatavate filtrielementide arv. Andes ette vajaliku signaali mahasurumise mingil kindlal sagedusel, saab toodud seose järgi leida vajaliku filtri järgu. Järgnevalt tuleb leida järgule vastav skeemiline lahendus ja skeemielementide väärtused. Selleks saab kasutada filtrite tüüplahendusi (joon. 1.20) ja neile vastavaid normaliseeritud elementide väärtuste tabelit.



Joon. 1. 20

Tabel:

Var. A	C ₁	L ₂	C ₃	L ₄	C ₅
Var. B	L ₁	C ₂	L ₃	C ₄	L ₅
k					
1	2,0000				
2	1,4142	1,4142			
3	1,0000	2,0000	1,0000		
4	0,7654	1,8478	1,8478	0,7654	
5	0,6180	1,6180	1,6180	1,6180	0,6180

Tabelis toodud normeeritud elementide väärtused vastavad puhtaktiivsetele signaali allika sisetakistusele 1 oomi ja koormustakistusele samuti 1 oomi ja 3,01 dB lõikesagedusele 1 radiaan/sec (0,1592 Hz). On kaks võimalikku lahendusvarianti - kas koormusele eelnev element on ühendatud paralleelselt (var.A) või järjestikku (varB) koormusega. Mõlemate filtrite karakteristikud on ühesugused. Kui nüüd on leitud 1-oomise 1-rad/sec filtri elementide väärtused, võib asuda reaalsele sagedusele, takististele vastava filtri elementide määramisele. Selleks tuleb tabelist leitud prototüübi väärtus korrutada suhtega $(0,1592/f_1)$, kus f_1 on tegelik lõikesagedus ja korrutada koormustakistuse väärtusega kui on tegemist induktiivsusega või jagada koormustakistusega kui on tegemist kondensaatoriga. Valemitena avaldub see järgmiselt:

$$L = \frac{R}{2\pi f_L} \cdot L_{\text{prototüüp}}; \quad C = \frac{1}{2\pi f_L R} \cdot C_{\text{prototüüp}},$$

kus

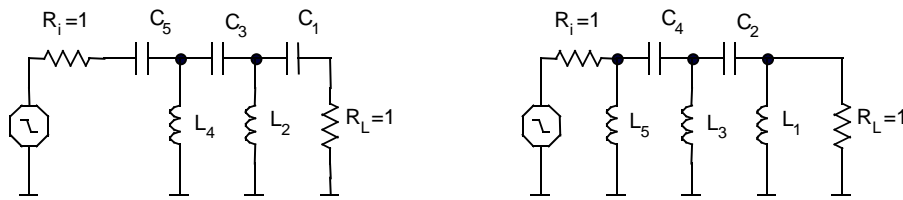
R_1 – koormus takistus (signaali allika takistus) oomides,

f_1 – soovitud 3,01 dB sagedus hertsides.

Otsitavate C-de ja L-de väärtused saadakse henrides ja faradites.

Butterworthi KPF konstrueerimisel saab kasutada ülaltoodud filtri prototüüpi, joonistades selle ringi

järgmiselt (joon. 1.21). Vastavad arvutusvalemid reaalsete suuruste leidmiseks tulevad kujul



Joon. 1. 21

$$C = \frac{1}{R2\pi f_L C_{\text{prototüüp}}}; \quad L = \frac{R}{2\pi f_L L_{\text{prototüüp}}},$$

sageduskarakteristik aga vastab seosele

$$K = 10 \log \left[1 + \left(f_1/f \right)^{2k} \right].$$

Toome siin enesekontrolliks ka ühe arvutustulemuse [5]. Kolmandat järku KPF lõikesagedusega 6MHz ja koormustalustusega 52 oomi sialdab kondensaatoreid C_1 ja C_3 väärtustega 510 pF ja induktiivsust L_2 väärtusega 0,6897 mikrohenrit. Signaali mahasurumine sagedustel 3,5 ja 7 MHz on vastavalt 14,21 ja 1,45dB.

Butterworthi ribafiltri konstrueerimisel saab samuti kasutada ülaltoodud tabelit, kuigi mitte niivõrd lihtsalt, nagu eelnevates näidetes. Sellistes filtrites peab ribalaiuse suhe kesksagedusse olema suhteliselt suur, vastasel juhul tulevad ebareaalsed elementide väärtused. Anname ette kesksageduse ja ribalaiuse:

$$f_0 = \sqrt{f_1 f_2}; \quad BW = f_2 - f_1.$$

Kui ribalaius ei ole võetud 3,01-dB languse juures, võib leida viimase valemiga (Butt. filtri jaoks):

$$BW_L = \frac{BW}{(10^{0,1K} - 1)^{\frac{1}{2n}}}.$$

Siin suurus K on soovitud signaali mahasurumine lõikesageduse juures. Järgnevalt leiame ülemise ja alumise lõikesageduse

$$f_{L2} = \frac{-BW_L + \sqrt{(BW_L)^2 - 4f_0^2}}{2}; \quad f_{La} = f_{Li} + BW_L.$$

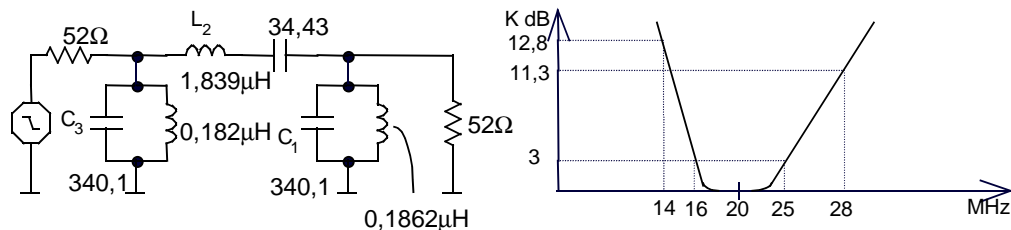
Toome kaks arvutusnäidet.

1.Olgu vajadus konstrueerida ribafilter 15 m diapsoonis selleks, et maha suruda 14 ja 28 MHz

sagedusalade signaale. Alustuseks valime 16 ja 25MHz sagedused kui 3,01dB lõikesagedused, andes 3-dB sagedusriba lauseks 9MHz. Nende punktide suhtes tuleb kesksageduseks f_0 20 MHz. On levinud kirjeldada filtri harude elementide arvu või filtri resonantoreid pooluste arvuga p , saades siin seega, et pooluste arv võrdub filtri järguga k . Niisiis, varemtoodud valemi järgi kolmepooluseline filter annab signaali mahasurumise 12,79 ja 11,3 dB vastavalt 14 ja 28 MHz-l. Elementid C_1 , C_3 ja L_2 (joon. 1.22) arvutatakse madalpääsfiltri elementidena. Analoogselt arvutatakse ülejäänud elementid kõrgpääsfiltrina. Filtri elementid rezoneerivad 20 MHz juures. Saadud resonantskarakteristik on kujutatud joonisel 22. Karakteristik tuleb lineaarses sagedusmastaabis ebasümmeetriline, logaritmilises -mastaabis aga sümmeetriline. Viimasest lähtudes nimetatakse antud filtri tüüpi sümmeetriliseks.

2. Arvutame joonisel 1.22 toodud teist järku 10 hertzilise lõikesagedusega Butterworthi MPF elementide väärtused. Selle ahela ülekande on:

$$K(s) = \frac{1}{1 + a_1 s + b_1 s^2} = \frac{1}{1 + \omega_L R C s + \omega_L^2 L C s^2};$$



Joon. 1. 22

R ja C väärtuste arvutuseks saame ülaltoodud valemist järgmised vahekorrad:

$$R = a_1 / 2\pi f_L C; \quad L = b_1 / 4\pi^2 f_L^2 C,$$

teist järku Butterworthi filtri koefitsiendid (vt tabel) võrduvad

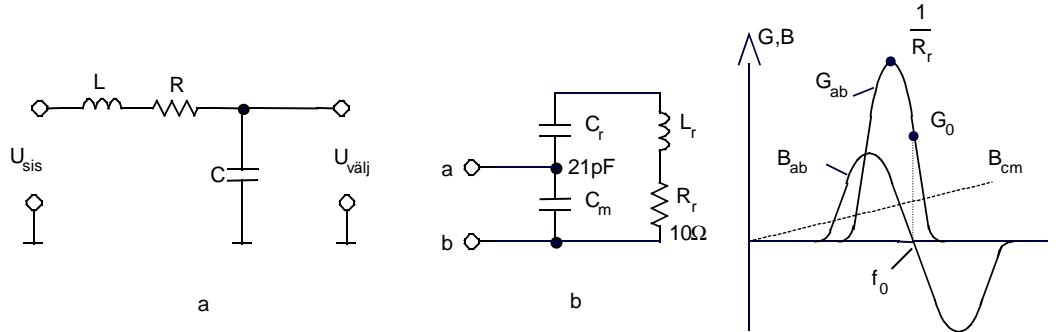
$a_1 = 1,414$ ja $b_1 = 1,000$. Andes ette kondensaatori mahtuvuseks $C = 10$ mikrofaradit, saame, et $R = 2,25$ kiloomi ja $L = 25,3$ henrit. Võib näha, et saadud filtri realiseerimine on äärmiselt tülikas suure induktiivsuse tõttu. Siit nähtub ilmne vajadus aktiivfiltrite kasutamiseks, kus on võimalik koostada kõrgemat järku induktiivsusteta filtreid. Neid käsitleme, nagu öeldud, edaspidi.

1.3.8 Vônkeringid, sidestus nendega

On tavaline, et vônkeringide ühendamisel skeemi kasutatakse sidestust. See on vajalik kas prima energiaülekanne saavutamiseks, vônkeringile vajaliku selektiivsuse tagamiseks, aktiivlemendile sobiva koormuse (koormustakistuse) loomiseks, fiidrite optimaalse töö tagamiseks. Kasutatakse mahtvuslikku, induktiivset, induktiivsusest väljavõtetega (autotransformatorset) sidestust. ÜKS diapasoonis lisanduvad siia eraldi vaadeldavad sidestusliigid (difusioon, elektroonne, magnetiline,

elektriline (C ja L-sidestuse erijuhud), galvaaniline).

Vaatleme siin mõnda sidestusnäidet. Joonisel 1.23 on toodud mahtuvuslik (nn sisemahtuvuslik) sidestus järjestikvõnkeringis.



Joon. 1. 23

Avaldame juhtivused järjestikkuste reaktiivsuste ja aktiivtakisti kohta.

$$G_{ab} = \frac{R_r}{R_r^2 + X^2}; \quad B_{ab} = B_{cm} - \frac{X}{R_r^2 + X^2}.$$

Joonisel on näha on punkt, kus järjestikkune induktiivsuse reaktiivsus neutraliseerib järjestikkuse mahtuvuse reaktiivsuse (seal, kus juhtivuse kõver saavutab maksimumi, veidi allpool sagedust f_0). Sõltuvalt sidestuskondensaatori reaktiivjuhtivuse väärtusest B_{cm} , on võimalik aga tagada, et teatud sageduspunktis f_0 kogu sisend-reaktiivjuhtivus võrduks nulliga. Vastav aktiivjuhtivus sagedusel f_0 võrduks siis G_0 -ga.

Kuna G_0 on väiksem juhtivusest karakteristiku tipus, saame, et $1/G_0$ ehk R_0 on suuremad kui R_r . Seda efekti kasutatakse siis, kui soovitakse sobitada madalaoomilist koormustakistust (näiteks autoantenni madalat takistust) suuremaga. Oletame, et R_r ja C_r on vastavalt 10 oomi ja 21 pF ja kujutavad endast autoantenni aseseemi. Tuleb leida L_r ja C_m väärtused, et sobitada antenn 52-oomise toitefiidri takistusega 3900 kHz sagedusel. Asetades toodud väärtused juhtivuse avaldisse, saame

$1/52 = 10/[10^2 + X^2]$. Lahendades võrrandi kogureaktiivtakistuse X suhtes, saame 20,49 oomi. 21 pF kondensaatori reaktiivtakistus 3900 pF juures on 1943,3 oomi, seega induktiivtakistus peab olema $20,49 + 1943,3 = 1963,8$ oomi. G_{ab} valemi rahuldamiseks võib olla nii positiivne kui negatiivne reaktiivtakistus, positiivne on aga vajalik B_{cm} väljahäälestamiseks (kui sidestuselemendiks oleks sildav induktiivsus, tuleks kogu reaktiivtakistus mahtuvuslik ehk negatiivne).

Kogureaktiivtakistuse tagamiseks vajalik pooli induktiivsus $L_r = 80,1$ mikrohenrit. Täieliku sobituse tagamiseks peab sisend-reaktiivjuhtivus võrduma nulliga. Järelikult B_{cm} leitakse seosest $0 = B_{cm} - 20,49/[10^2 + 20,49^2]$, andes väärtuse $B_{cm} = 0,03941$ S

ehk $C_{cm} = 1608 \text{ pF}$.

1.4 Mehhaanilisele resonantsile tuginevad filtrid

Kvartskristallist ja sellel baseeruvatest kvartsresonaatoritest on lähemalt juttu raadiosaatjate kursuses. Lühidalt öeldes tugineb kvartsresonaatorite töö päri- ja vastu-piesoelektrilisele efektile. Äraseletatult tähendavad need efektid seda, et kui mõjutada mehhaaniliselt kvartskristallist väljalõigatud plaadikest, siis tekib plaadi äärte vahel pinge ja kui mõjutada seda pingega - siis plaat deformeerub. Tänu nendele nähtustele on omavahel seotud kvartsplaadi mehhaanilised ja elektrilised võnkumised. Kuna mehhanilistel võnkesüsteemidel on võimalik saavutada väga kõrgeid hüvetegureid ja kvartsplaadil endal on väga stabiilsed võnkeomadused, leiavad kvartsresonaatorid ja neile baseeruvad filtrid laialdast rakendust.

1.4.1 Kvartsresonaatori aseskeem

Vaatleme kvartsresonaatori elektrilist aseskeemi (joon 1.24).