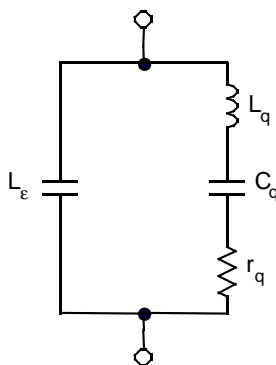


$L_q, C_q$  – dünaamilised  $L$  ja  $C$   
 $C_\epsilon$  – staatiline  $C$



$$f_s = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_q C_q}}$$

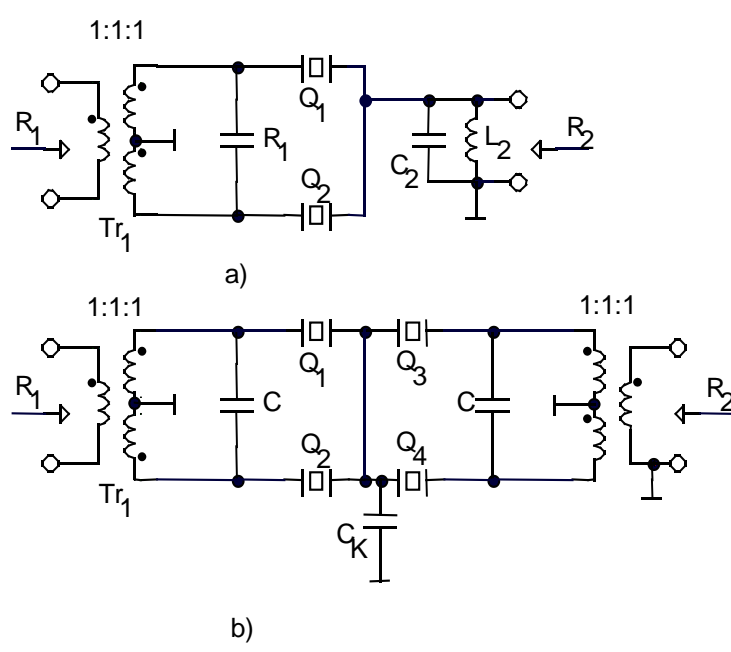
$$f_p = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_q \frac{C_q C_\epsilon}{C_q + C_\epsilon}}}$$

Joon. 1.24

Induktiivsus  $L_q$  ja mahtuvus  $C_q$  koos kaotakistusega  $r_q$  kajastavad kvartsplaadi võnkumistest tekkinud suurus. Mahtuvus  $C_\epsilon$  on kvartsplaadi hoidjatevaheline mahtuvus. Nagu võib nähe, tekivad ahelad kaheks resonantsiks. Järjestikresonants moodustub  $L_q$  ja  $C_q$  vahel, paralleelresonants aga  $L_q$  ja järjestikkuste  $C_q$  ning  $C_\epsilon$  vahel. Vastavad resonantsageduste valemid on toodud joonise kõrval. Resonantsageduste stabiilsus sõltub ümbritseva keskkonna temperatuurimuutustest ja kvartsplaadi löikest. Nii näiteks AT löike suhteline temperatuuristabiilsus on temperatuurivahemikus  $-55^\circ\text{C}$  kuni  $+105^\circ\text{C}$  on  $\pm 50 \cdot 10^{-6}$ , temperatuurimuutustel  $\pm 5^\circ\text{C}$  nimitemperatuuri suhtes aga suurusjärg väiksem. Pöörame veel tähelepanu sellele, et kvartsplaat võngub lisaks põhiharmonilisele veel paaritudel kõrgematel harmoonilistel.

#### 1.4.2. Kvartsfiltrid

Vaatleme filtreid, millised on koostatavad standartsetekvartsresonaatorite baasil. Esiteks vaatleme 2. ja 4. järku võrestruktuuriga filtreid (joon. 1.25).



$$f_{Q_1} = f_{mg} - \left( \frac{B_p}{2} \left[ \frac{1}{q_1} + K_{12} \right] \right)$$

$$f_{Q_2} = f_{mg} - \left( \frac{B_p}{2} \left[ \frac{1}{q_1} - K_{12} \right] \right)$$

$$R_1 = R_2 = \frac{2\pi L_p \cdot B_p}{q_1}$$

$C_1$  ja  $L_{Tr1}$  ning  $C_2 L_2$  häälestatakse resonantsi sagedusel  $f_{mg}$

$B_p$  – suhteline ribalaius

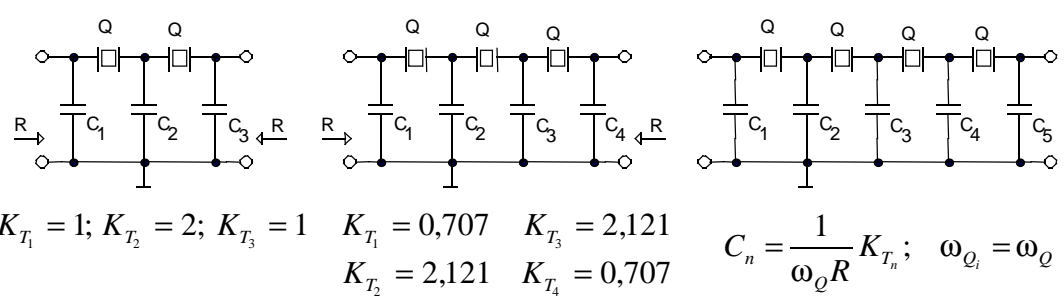
$$\left. \begin{matrix} K_{12} = 0,71 \\ q_1 = 1,64 \end{matrix} \right\} \text{Tshebõshevi filter}$$

$$\left. \begin{matrix} K_{12} = 0,71 \\ q_1 = 1,41 \end{matrix} \right\} \text{Butterworthi filter}$$

Joon. 1.25

Neis filtreis on saavutatav ribalaius 0,02...0,35% resonantsisagedusest. See annab 1MHz kohta 200...3500 herzi

ribalaiust, mis on enamikeks rakendusteks piisav. Nende filtrite sageduskarakteristikuid saab samuti aproksimeerida meile juba tuttavate aproksimatsioonide järgi. Nii näiteks on kirjanduses [8] toodud nomogrammide ja koefitsiendid Tshebõshevi, Butterworthi ja Besseli (Gaussi) filtrite koostamiseks. Teiseks filtri tüübiks on treppstruktuuriga filtrid (joon. 1.26). Siin on toodud 2., 3. ja 4. järku filtrid.



$$K_{T_1} = 1; K_{T_2} = 2; K_{T_3} = 1 \quad K_{T_1} = 0,707 \quad K_{T_3} = 2,121$$

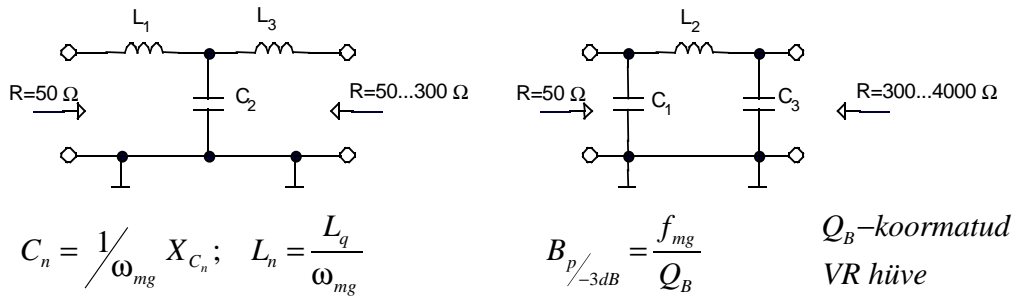
$$K_{T_2} = 2,121 \quad K_{T_4} = 0,707$$

$$C_n = \frac{1}{\omega_Q R} K_{T_n}; \quad \omega_{Q_i} = \omega_Q$$

Joon. 1.26

Neil on ebasümmeetriline sageduskarakteristik ja nad leiavad tavaliselt (nagu ka võrefiltrid) kasutust sagedusvahemikus, mis on kaetud seeriaviisiliselt toodetavate kvartsresonaatoritega (3...12

MHz). Nende suhteline ribalaius on 0,007...0,1% ehk 70...1000Hz 1MHz kandevsageduse suhtes. Alates 0,03% -st ribalaiusest võib kasutada odavahinnalisi, madalahüvelisi kvartsresonaatoreid. Üleminekuks suhteliselt kõrgeoomilise filtri takistuselt madalaoomilisele skeemitakistusele (näiteks 50 oomi), kasutatakse laiaribalisi sobitusahelaid (joon. 1.27).



Joon. 1.27

Mõlemis ülalnimetatud filtritüüpides võib kasutada kvartsresonaatoreid, mille resonantssageduse kõrvalekalle ei ületa 20% saavutatava filtri pääsuribast. Suhtelise pääsuriba 0,025% korral on võrefiltri sumbuvus 1...2dB, treppfiltril aga 0,08...1,5dB. Sumbuvus suureneb kvartsresonaatorite arvu suurenedes ja väheneb ribalaiuse suurendamisel. Sobitusahelad (joon. 1.27) toovad sisse täiendava sumbuvuse 0,3...0,5dB, neis sumbuvuse vähendamiseks tule kasutada võimalikult kõrgehüvelisi (koormamata olukorras) induktiivsusi.

Tööstuses toodetakse ka monoliitseid kvartsfiltreid, näiteks Spectrum International, USA poolt suhteliselt odavaid ([8] järgi) 9MHz KVG tüüpi laiatarbefiltreid XF-9 ja ka kõrgekvaliteedilisi, põhiliselt Tshebõševi aproksimatsiooniga, filtreid XF-302, HF-332 jt, ettenähtuna tööks kuni 30 MHz piirkonnas.

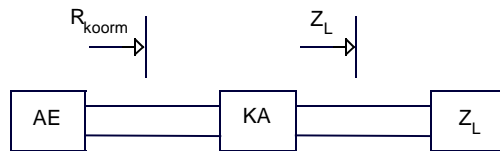
## 1.5. Sobitusahelad

Lisaks signaali filtreerimisele on raadiosageduslikes astmetes vajadus omavaheliseks takistuslikuks sobituseks. Seda ülesannet (kas koos filtreerimisega või ilma) täidavad nn sobitusahelad.

Niisiis jagunevad sobitusahelad selektiivseteks (suhteliselt kitsaribalisteks) ja mitteselektiivseteks (laiaribalisteks). Viimased kujutavad endast sisuliselt kõrgsageduslikke transformaatoreid.

### 1.5.1. Selektiivsed sobitusahelad

Vaatleme esiteks võimendisisest sobitusahela osa (joon. 1.28).

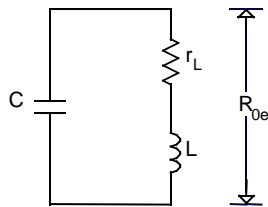


Joon. 1.28

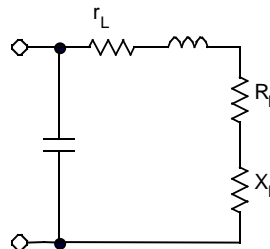
Sellest näitest tulenevalt on sobitus- ehk koormusahel  $KA$  ellu kutsutud vähemalt kahel põhjusel. Esiteks peab see tagama võimendi aktiivlemendile ettenähtud koormustakistuse  $R_{koorm}$  - seega transformeerima võimendusastme koormustakistuse aktiivlemendile vajalikuks koormustakistuseks. Seda nõuet nimetatakse sobitustingimuseks. Teiseks, sobitusahela sisendtakistus peab olema puht-aktiivne. Seda nõuet nimetatakse häälestustingimuseks.

### 1.5.2. Ühevõnkeringiline koormusahel

Vaatleme kõigepealt koormuseta võnkeringi (joon. 1.29). Siin



Joon 1.29



Joon. 1.30

eeldame, et võnkeringi kaod on määratud ainult induktiivsuse aktiivtakistusega  $r_L$ . Avaldame võnkeringi lainetakistuse

$$\rho = \sqrt{\frac{L}{C}} = \sqrt{\frac{LC}{CC}} = \frac{1}{C} \sqrt{LC} = \frac{1}{\omega_{res} C},$$

koormamata võnkeringi hüve  $Q_0 = \rho / r_L$

ja ekvivalentse resonantstakistuse  $R_{0e} = Q_0 \rho$ .

Järgnevalt vaatleme koormatud võnkeringi (joon. 1.30). Koormus on siintoodud näites lülitatud võnkeringi järjestikku. Avaldame selle võnkeringi kohta häälestustingimuse, mis sisuliselt tähendab nõuet, et kõikide reaktiivtakistuste summa võrduks nulliga:

$$-1/\omega C + \omega L + X_L = 0.$$

Koormatud võnkeringi hüve  $Q = \frac{\rho}{r_L + R_L}$

ja resonantstakistus  $R_{0e}' = Q\rho = \frac{\rho}{(r_L + R_L)}$ .

Asendame viimases lainetakistuse ruudu sellele vastava avaldisega, saades

$$R_{0e}' = \frac{1}{(\omega C)^2} \frac{1}{(r_L + R_L)} = \frac{1}{\omega^2 C^2} \frac{1}{r_L + R_L}.$$

Saadus seos võimaldab meil leida sobitustingimuse, mille saame, nõudes, et

$$R_{0e}' = R_k (R_a) \text{ ehk } \frac{1}{\omega^2 C^2} \frac{1}{r_L + R_L} = R_k.$$

Lähema edasi KA kasuteguriga. Selleks avaldame koormusahelasse sisseantava võimsuse  $P_{\sim}$ , KA väljundist saadava võimsuse  $P_l$  ja KA -le langeva võimsuskao  $P_{KA}$ :

$$P_l = \frac{1}{2} I_{lm}^2 R_l; \quad P_{KA} = \frac{1}{2} I_{lm}^2 r_l \quad \text{ja} \quad P_{\sim} = P_l + P_{KA}.$$

Sellest tulenevalt kasutegur avaldub

$$KT = \frac{P_l}{P_{\sim}} = \frac{P_l}{P_l + P_{KA}} = \frac{R_L}{R_L + r_L} = \frac{R_L + r_L}{R_L + r_L} - \frac{r_L}{R_L + r_L}; \quad KT = 1 - \frac{r_L}{R_L + r_L} \cdot \frac{\rho}{\rho} = 1 - \frac{Q}{Q_0}.$$

Selgub, et kasutegur on määratud koormatud ja koormamata võnkeringide kasutegurite suhtega. Seega, kasuteguri seisukohalt ei ole mõistlik kasutada võnkeringi vähes koormamist (koormuse nõrka sidestust võnkeringiga). Ka siin on kehtiv üldine seaduspärasus - võit kvaliteedis (selektiivsuses ja sellest tulenevast "puhtamast" signaalist) toimub kvantitatiivse parameetri (kasuteguri) arvelt.

Hüvede piirväärtused võiksid olla järgnevad:

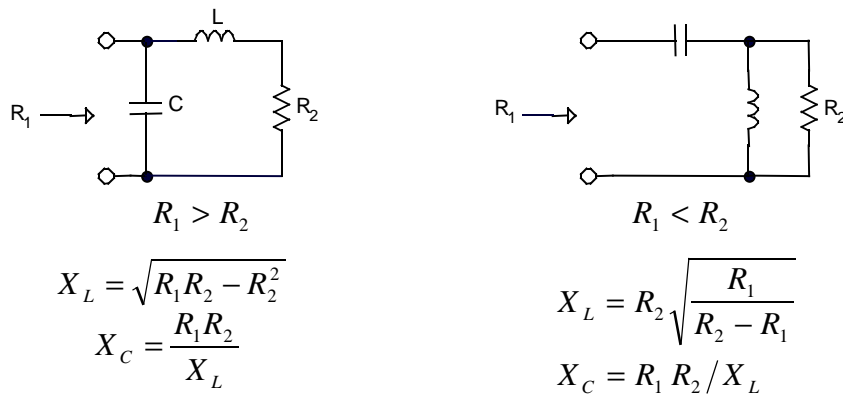
$Q \geq 20 \dots 25$  ja  $Q_0 \leq 150 \dots 500$ . Nende suuruste järgi võib hinnata koormusahela kasuteguri suurust. Kui näiteks kasuteguriks on 0.95 ja astme väljundvõimsus 50 kW, saame KA -le langevaks võimsuseks 1 kW. On ilmne, et koormusahel peab olema arvestatud selle võimsuskao talumiseks.

Niisiis tuleb koormusahelate projekteerimise kohta öelda järgmist: KA projekteerimine koosneb kahest osast - elektrilistest arvutustest (sobitus- ja häälestustingimuste täitmine, selektiivsed omadused jms) ning konstruktiivarvutustest (pooli kuju, keerdude arv või ÜKS diapasonis resonatori tüübi ja geomeetriliste mõõdete arvutus ning vajaduse korral ka soojusliku ülekande, jahutuse arvutus).

### 1.5.3. L, ? ja T kujulised sobitusahelad

Kirjanduses on toodud ülalnimetatud sobitusahelate kohta nii arvutusvalemeid, nomogramme kui ka nende filtrite kohta käivat teooriat. Meie kursuse maht ja suunitlus ei luba meil siin süveneda ahelate teooria valdkonda, vaatleme vaid mõningasi momente selle teooria rakenduslikest aspektidest [5,7,8].

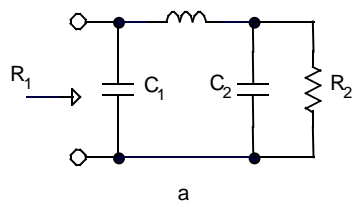
L-tüüpi ahelad (ladder networks) on lihtsaimad kasutamiseks astmetevaheliseks sobituseks ja ühtlasi ka filtreerimiseks (joon. 1.31).



Joon.1.31

$\pi$ - ja T-tüüpi ahelad on mõnevõrra keerukamad. Teatavasti on kahe takistuse omavaheliseks sobitamiseks vaja minimaalselt kahte reaktiivset elementi. Kolmas toob sisse liigsuse. See tähendab, et praktilistes arvutustes tuleb ühe elemendi väärtus ette anda ja siis vastavalt etteantule leitakse vajalikud kaks ülejäänud suurust. Kuigi sobitustingimus on täidetav erinevate etteantud suuruse väärtuste korral, on sobitusahela muud parameetrid (selektiivsus, faasinihe, pääsuriba ühtlus jms) sõltuvad sellest etteantud suurusest. Kirjanduses kasutatakse erinevaid tähiseid ja ka põhimõtteid etteantud suuruste sissetoomiseks. Vastavaid filtreid kutsutakse m-tüüpi või siis N-tüüpi filtriteks, sõltuvalt millist tähist kasutatakse etteantava suuruse määramiseks.

Vaatleme siin  $\pi$ -kujulise filtri näidet (joon.1.32 a).



a:

$$R_1 > R_2; \quad N > \sqrt{R_1/R_2 - 1}$$

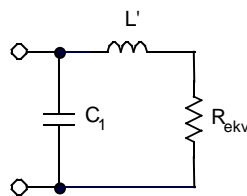
$$X_{C_1} = R_1/N$$

$$X_{C_2} = \frac{R_2}{\sqrt{(R_2/R_1)(1+N^2) - 1}}$$

$$X_L = R_1 \frac{N + (R_2/X_{C_2})}{N^2 + 1}$$

$$X_L'' = X_{C_{ekv}} = \frac{X_{C_2}}{1 + (X_{C_2}/R_2)^2}$$

b



c

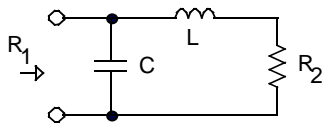
Joon. 1.32

Anname siin näiteks ette kondensaatori  $C_2$ . Edasi muudame  $C_2$  ja  $R_2$  paralleelühenduse ekvivalentseks järjestikiskeemiks (vt joonisel **b**). Jagame nüüd induktiivsuse  $L$ -i kahte ossa -  $L'$  ja  $L''$ . Nüüd häälestame  $L''$  resonantsi  $C_{ekv}$ -ga ja sellega saame viia esialgse skeemi kujule **c** (vt joon.). Näeme, et esialgne skeem **a** on taandatud  $L$  ahela kujule (joon. 1.31), mille arvutusvalemite järgi saab leida  $L'$  koos  $C_1$ -ga. Kahe induktiivsuse liitmine annab tegeliku induktiivsuse väärtuse takistuste sobitamiseks  $p$ -kujulises filtris.

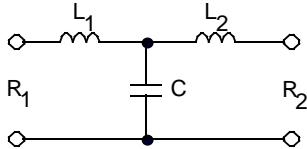
Näeme, et  $C_2$  suurusest sõltuvad filtri ülejäänud parameetrid. Seega on võimalik saada lõpmatu arv variante. Neid variante iseloomustatakse sissetoodava kolmanda muutuja - parameetriga  $N$ . (vene kirjanduses -  $m$ ).

Vaadeldavaid filtreid võib ka vaadelda varemtoodud filtritüüpide (Besseli, Tšebõševi jt) elementaarlülidena, millede kohta on kirjanduses on toodud vastavad tabelid või nomogrammid. Näiteks [8] toob nomogrammid Tšebõševi ja Butterworthi filtrite approksimatsioonide kohta.

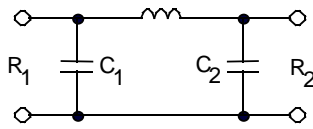
Kuna sobitus- ja filtreerimisprobleemid on paljudes raadioseadmetes (raadiosaatjad, vastuvõtjad, modemid) küllalt olulised, on järgneval leheküljel toodud varasemale lisaks mõnede kirjandusallikate baasil andmeid põhilülidena (joon. 1.33).



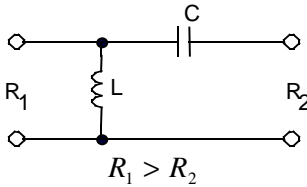
$$R_1 > R_2$$



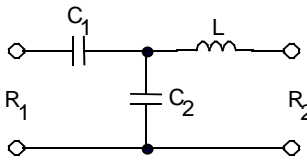
$$R_0 > R_1; R_0 > R_2; R_2 > < R_1$$



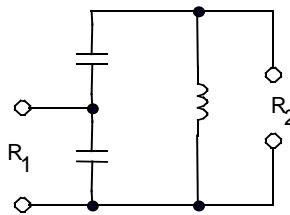
$$R_0 < R_1; R_0 < R_2; R_1 < > R_2$$



$$R_1 > R_2$$



$$R_0 > R_1 > R_2$$



$$R_1 < R_2$$

$$X_{C_1} = \frac{R_2 N}{N^2 + 1} \left( 1 - \frac{R_1}{N X_{C_2}} \right)$$

$$X_L = R_2 \sqrt{R_1/R_2 - 1}$$

$$|X_L| = R_1 \frac{1}{\sqrt{R_1/R_2 - 1}}$$

$$X_{L_1} = R_1 \sqrt{R_0/R_1 - 1}$$

$$X_{L_2} = R_2 \sqrt{R_0/R_1 - 1}$$

$$X_C = \frac{R_0}{\sqrt{\frac{R_0}{R_1} - 1} + \sqrt{\frac{R_0}{R_2} - 1}}$$

$$|X_{C_1}| = \frac{R_1}{\sqrt{\frac{R_1}{R_0} - 1}}$$

$$|X_{C_2}| = \frac{R_2}{\sqrt{\frac{R_2}{R_0} - 1}}$$

$$X_L = R_0 \left( \sqrt{\frac{R_1}{R_0} - 1} + \sqrt{\frac{R_2}{R_0} - 1} \right)$$

$$X_L = R_1 \frac{1}{\sqrt{\frac{R_1}{R_2} - 1}}$$

$$|X_C| = R_2 \sqrt{\frac{R_2}{R_1} - 1}$$

$$|X_{C_1}| = R_1 \sqrt{\frac{R_0}{R_1} - 1}$$

$$|X_{C_2}| = \frac{R_0}{\sqrt{\frac{R_0}{R_2} - 1} - \sqrt{\frac{R_0}{R_1} - 1}}$$

$$X_L = R_2 \sqrt{\frac{R_0}{R_2} - 1}$$

$$N > \sqrt{R_2/R_1 - 1}$$

$$X_L = R_2/N$$

$$X_{C_2} = \frac{R_1}{\sqrt{\frac{R_1(N^2 + 1)}{R_2} - 1}}$$



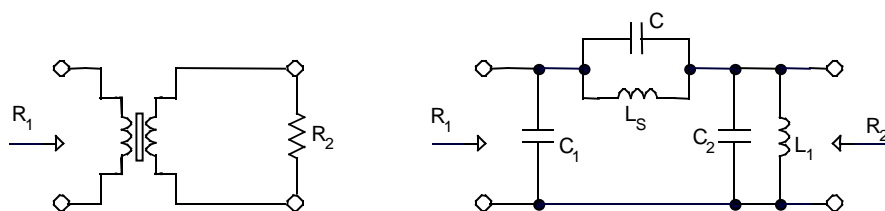
$T, \pi$  Filtrite eri variandid sõltuvad sellest, kas  $R_0$  valikust [9] või  $N$  valikust [5].

Joon. 1.33

#### 1.5.4. Lairiba sobitusahelad

Kuigi varemvaadeldud filtrite tüübid (eriti kõrgemat järku) võimaldavad sobitust ja lisaks ka filtreerimist tagada küllalt laias sagedusribas, võtame siin täiendava vaatluse alla lairibatrafodega seotud skeemitehnilised probleemid. Kui ahela põhiülesandeks on astmetevaheline sobitus, filtreerimine pole oluline või on mõistlik filtreerida mõnes teises astmes (saatjate korral näiteks lõppastmes, vastuvõtjate korral näiteks laiaribalise antenniga sobituse korral), on õigustatud lairibatrafode kasutamine.

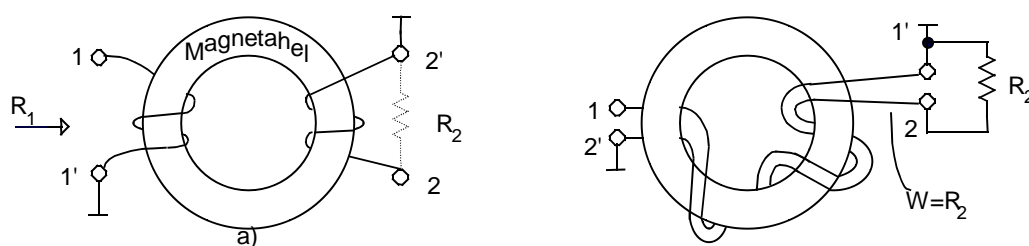
Vaatleme tavalist trafot ja selle aseskeemi (joon.1.34). Võib



Joon. 1.34

näha, et keskmistel sagedustel ülekande ei ole mõjustatud puisteinduktiivsusest  $L_s$ , läbivmahtuvusest  $C$  ega primaarmähise induktiivsusest  $L_1$ . Madalatel sagedustel sõltub trafo ülekande primaarmähise induktiivsusest  $L_1$  (tavaliselt valitakse  $2\pi f_{\text{madal sag.}} L_1 \geq 3R_1$ ). Kõrgete sageduste ülempiiri määrab aga puisteinduktiivsuse ja läbivmahtuvuse omavaheline resonants. See takistab tavalise trafo kasutamist KS ülemises osas ja ÜKS sagedustel.

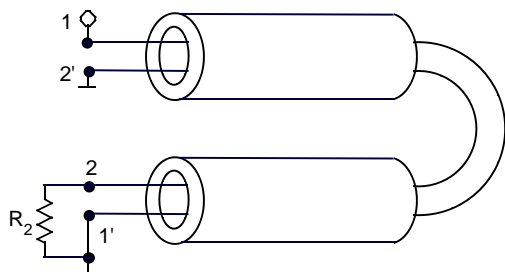
Nendel sagedustel kasutatakse nn liinilõik-trafosi. Vaatleme üleminekut tavaliselt trafolt liinilõik-trafole (joon.1.35)



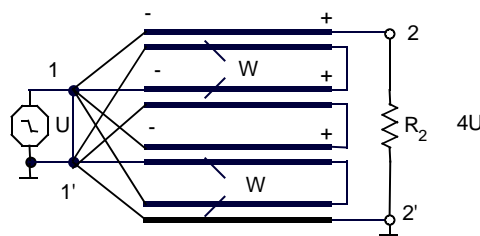
Joon. 1.35

Tavalisel trafol (a) toimub energiaülekande elektromagnetilise induktsiooni tõttu magnetahelas. Kaasnevad  $L_s$  ja  $C$ , nagu öeldud, alandavad ülemist sageduspiiri. Nüüd aga kasutame ära mähisevahelise mahtuvuse  $C$ , kerides mähised paralleelselt (b). Saame ülekandeliini lainetakistusega  $W$ , mis sisaldab nii induktiivsust  $L$  kui mahtuvust  $C$ . Samal põhimõttel saame

konstrueerida trafo ferriitoru või rõngaste rea abil, neist traadi läbitõmbamisega (joon. 1.36).



Joon. 1.36



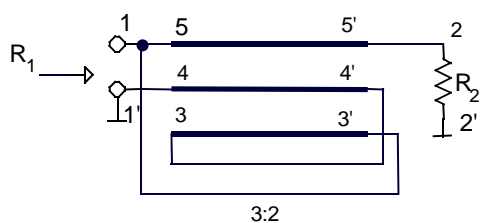
Joon. 1.37

Liini parameetrid, voolujuhtide kuju, vahekaugus valitakse nii, et lainetakistus  $W = R_2$ . Nii saadakse liinis jooksva laine režiim ja järelkult pinge amplituud koormusel ei sõltu enam töösagedusest. Väljundpinge faas sisendpinge suhtes hakkab siin sõltuma liini pikkusest  $x = 2\pi l / \text{liini lainepikkus}$ ,

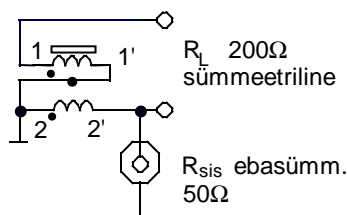
kus  $x$  – liini elektriline pikkus,  $l$  – liini geomeetriline pikkus.

Nii kaotatakse trafol ülemine sageduspiir (kuni säilib jooksva laine režiim), alumine sageduspiir jääb endiseks.

Takistuste  $n$ -kordset transformeerimist võib saavutada mitmeti. Esimene võimalus seisneb mitme, omavahel sõltumatute, trafode sisendite paralleel- ja väljundite järjestikühendamises (joon. 1.37), magnetahelaid pole näidatud). Selle puuduseks on väike induktiivsus  $L_1$  ( $n$  korda väiksem kui tavalises trafos) ja see, et liinide omavahelise sõltumatuse tagamiseks peavad nad asetsema üksteise suhtes küllalt kaugel. Paremaid tulemusi annavad mitmejuhtmelised liinid. Ühendades neid põhimõttel -  $i$ -juhtme lõpp kokku  $i+1$  juhme algusega - saame nn tsüklilise mitmejuhtmelise liini (joon. 1.38). Liinilõigud asetsevad ühisel magnetjuhtmel,



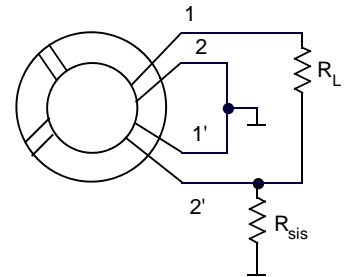
Joon. 1.38



Joon. 1.39

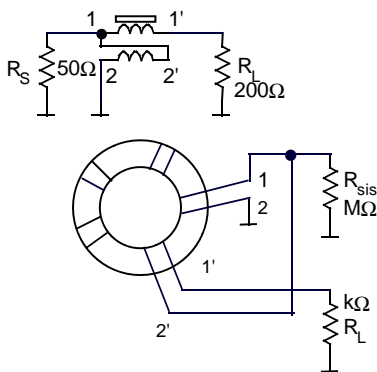
induktiivsuse  $L_1$  väärtus on siin sama, mis "klassikalises" trafo lülituses. Mitmejuhtmelised liinid moodustatakse tihti koaksiaaljuhtmetest või siis voolujuhtivatest ribadest. Ribade baasil, trükkskeemitehnikas saadud ÜKS isolatsioonimaterjalist alusel liine nimetatakse mikroribaliinideks. Ferromagnetikutaga lairibatrafodes kasutatakse madalamatel sagedustel tavaliselt ferriitsüdamikke, suurematel võimsustel ja kõrgematel sagedustel - pulbristatud rauast (powdered iron) südamikke, kuna ferriit on tundlikum küllastuse ja ülekuumenemise suhtes (jäävalt muutub südamiku magnetiline läbitavus (permeability factor)).

Selgitame laiaribatrafode rakendusvõimalusi toroidtrafode baasil. Selliste trafode sumbuvus sagedustel kuni 50 MHz ja koormustel kuni 250 oomi on väiksem 0,8 dB, olles tavaliselt piires 0,3...0,6. Jooksva laine tegur on kuni 1,25.

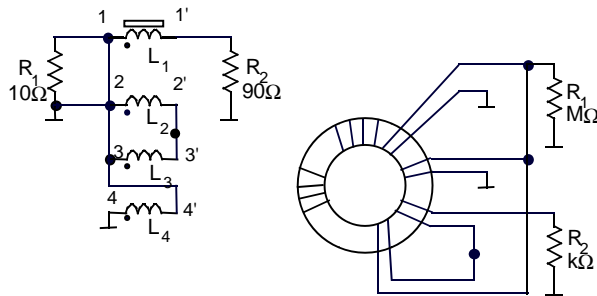


Joon. 1.40

Niisiis, toroidtrafol keritakse tavaliselt mähised üheagselt - näiteks 1:4 trafole bifilaarselt (joon 1.39). [NB! Takistuste transformeerimistegur  $n_r = K_V^2$ ]. Toodud trafo muudab - lisaks takistuste transformeerimisele - ebasümmeetrilise (unbalanced) sisendi sümmeetriliseks (balanced) väljundiks. Järgmine näide on ebasümmeetrilise sisendi- ja väljundiga (joon. 1.41). Edasi on toodud näited trafoülekannde 9:1 kohta (joon. 1.42), muudetava

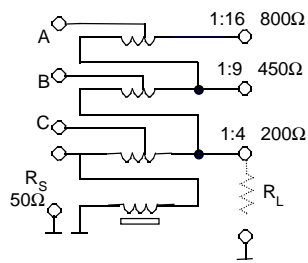


Joon. 1.41

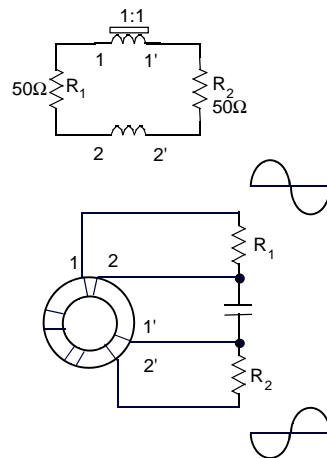


Joon 1.42

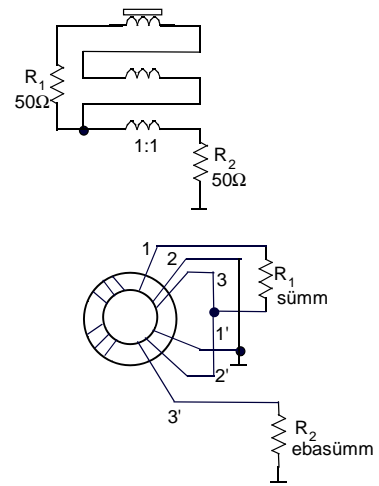
ülekandega trafo kohta (joon. 1.43), faasipööraja ülekandega 1:1 (joon. 1.44) ja sümmeetrilise sisendi transformeerija ebasümmeetriliseks väljundiks (või vastupidi) (joon. 1.45).



Joon. 1.43



Joon. 1.44



Joon. 1.45