Eessõna 4
Terviklik aine lühikirjeldus ja kirjandusviited 5
0. ALGMÕISTED 7
0.1. Detsibellid 7
0.1.1. Detsibell kui suhteühik 7
0.1.2. Detsibell kui absoluutühik 8
0.2. Vektorite kasutus 9
0.2.1. Kompleksarvu esitus 9
0.2.2. Kompleksstakistused 10
0.3. Hüvetegur 10
0.3.1. Järjestikkune aseskeem 11
0.3.2. Paralleelne aseskeem 12
0.3.3. Paralleel- ja järjestikskeemide teisendused 12
0.3.4. Võnkeringi kui LC ahel. Resonantsagedus 14
0.4. Takistuste sobitus energia ülekandel 16
0.5. Normaliseerimine 16
1. PASSIIVAHELAD. RCL SKEEMID 17
1.1. RCL ELEMENDID 17
1.1.1. Aktiivtakistus, takisti, ühendusribad (juhtmed). 17
1.1.1.1. Vooluga juhe 17
1.1.1.2. Lainejuhid 17
1.1.1.3. Takistid 19
1.1.2. Kondensaator 20
1.1.2.1. Kondensaatori põhiparameetrid. 21
1.1.2.2. Kaod kondensaatoris 22
A. Dielektrilised kaod (Rsd). 22
B. Kaod metallis (Rsm) 22
1.1.2.3. Kondensaatori temperatuuritegur 23
1.1.2.4. Kondensaatori dielektriku vananemine 23
1.1.2.5. Piesoelektriline efekt 23
1.1.2.6. Efektiivne mahtuvus ja selle sõltuvus töösagedusest 24
1.1.2.7. Kondensaatorite rakendused 25
A. Kondensaator astmetevahelises sidestuses ja alalispingeahela blokeerimises (katkestamises). 25
B. Kondensaator signaaliahela lühistajana (signaali mahasurujana). 26
1.1.2.8. Trükkskeemi ribadevaheline mahtuvus 27
1.1.2.9. . Näitlik kataloog 27
1.1.2.10. Kondensaatorite kokkuvõtteks 32
1.1.3. Induktiivpool 33
1.1.3.1. Põhivalemid ja seosed 33
1.1.3.2. Reaalse induktiivsuse aseskeem 33
1.1.3.3. Ühendusjuhtmete induktiivsus 34
1.1.4. Pistikupesad 34
1.2. RC - AHELAD KUI FILTRID MADALATEL SAGEDUSTEL 35
1.2.1. Kasutusala 35
1.2.2. Madalpääsfilter (MPF) 35
1.2.2.1. MPF sageduslikus käsitluses: 35
1.2.2.2. MPF ajalises käsitluses. 36
1.2.3. Kõrgpääsfilter (KPF) 37
1.2.3.1. KPF ajalises kujutuses 37
1.2.3.2. KPF sageduslikus kujutuses 37

1.2.4. Kompenseeritud pingejagur 38
1.2.5. RC ribafilter 38
1.2.6. Wien - Robinsoni sild 38
1.2.7. Kahekordne T - kujuline filter 39
1.3. LC FILTRID KÕRGSAGEDUSLIKES RAKENDUSTES 39
1.3.1. LC filtrite rakendused. 39
1.3.2. LC filtrite üldine iseloomustus 39
1.3.3. Madalpääsfiltrite üldistatud ülekanne 40
1.3.4. Alumiste sageduste muutmine ülemisteks 41
1.3.5. Butterworthi filtrid 41
1.3.6. Tšebõševi filter 42
1.3.7. Besseli filter 42
1.3.8. Filtri projekteerimisnäide 44
1.3.9. Võnkering 46
1.3.9.1. Võnkering kui MPF ja KPF süntees 46
1.3.9.2. Koormamata võnkeringi põhiseosed 47
1.3.9.3. Koormatud võnkering. Allika ja koormuse takistuste mõju koormatud VR hüvele 49
1.3.9.4. Koormatud võnkering. Võnkeringi enda hüve mõju 50
1.3.9.5. Võnkeringi poolt sissetoodavad kaod signaali ülekandel 51
1.3.9.6. Sidestus võnkeringides, keerukamad ahelad 52
1.3.9.7. Sidestus võnkeringide vahel 54
A. Mahtuvuslik sidestus 54
B. Induktiivne sidestus 55
1.3.9.8. Võnkeringide kaasaegsed lahendused 57
1.4. MEHHAANILISELE RESONANTSILE TUGINEVAD FILTRID 57
1.4.1. Piesoefektile tuginevad filtrid 57
1.4.2. Kvartsresonaatori aseskeem 58
1.4.3. Kvartsfiltrid 61
1.4.4. Elektromehhaanilised filtrid 65
1.5. JAOTATUD PARAMEETRITEGA AHELAD 65
1.5.1. Hajuparameetritega liin 65
1.5.1.1. Lähteseosed 65
1.5.1.2. Koormatud liin 68
1.5.1.3. Liini erijuhud 70
1.5.2. Erinevate filtritüüpide kasutussagedused 71
1.5.3. Filtrid mikroribaliinidel 73
1.5.4. Sidestus 76
1.6. ERI FILTRITÜÜBID 77
1.6.1. Uute lahenduste vajadus ja olemasolevad variandid 77
1.6.2. Integraalsed piesoelektrilised filtrid 81
1.6.2.1. Ühekihilised integraalsed piesofiltrid 82
1.6.2.2. Monoliitsed piesofiltrid 82
1.6.3. Piesokeraamilised filtrid 83
1.6.4. Ferriit- ja dielektrilised resonaatorid 83
1.6.5. Seadised akustilistel pindlainetel 83
1.6.6. Filtrid akustilistel pindlainetel töötavatel seadistel 84
1.7. Elementide tolerantsid, selle mõju skeemi parameetritele 85
2. DIOODSKEEMID 86
2.1. Dioodpiirikud 87

2.2. Funktsionaalmuundur dioodil 88
2.3. Dioodventiilid 89
A. Pidevat toidet tagav toiteplokk 89
B. Skeemide kaitseks pingepolaarsuste segiajamise korral. 89
C. Madal - ning kõrgsageduslikes skeemides. 89
D. KS ja ÜKS signaalide kommuteerimine 90
2.4. P-N siirde rakendamine mahtuvusena 91
A. P-N siirde kasutamine reguleeritava mahtuvusena. 91
B. P-N siirde kasutamine sageduskordistites. 92
2.5. Käivitussignaalide formeerimine 92
2.6. Dioodkaitse induktiivahelate korral 93
2.7. Laiaribalised dioodsegistid ja -modulaatorid 93

Vt Tšelnokov lk 128 – diood kui lüliti: lk 126 – Fmod-r

Generaator lk 170 joon 7.9 ja 7.10 konstruktsioon

Eessõna

Viimasel kümnel aastal on skeemitehnika valdkond, kus tehnilised lahendused ja kasutatav elementbaas on väga kiirelt muutuvad. Skeemide mõõtmed vähenevad, toitepinged alanevad, suureneb skeemide integreerituse aste. Järjest raskemaks läheb skeemide analüüs, järjest rohkem minnakse kirjanduses mööda detailsetest lahendustest – kasvõi juba selle pärast, et paljuski on tegemist tootja firmasaladustega. Võib ju võtta skeeme ükskõik kui üldisest põhimõttest lähtudes – reaalses skeemis töötavad aga ikkagi kõik skeemidetailid neile ettenähtud töörežiimides ja neile vastavate omadustega. Olgu nad siis mikroskeemisisesed või -välised elemendid. Seega, kui pidada silmas elektronskeemide väljatöötlust ning sellele järgnevat tootmist – tuleb paratamatult kokku puutuda skeemitehnikaga mitte ainult plokkskeemi tasemel, vaid peab olema ettekujutust ka konkreetsete plokkide tööpõhimõtetest ja nende realiseerimise võimalustest.

Allakirjutanule tundub nii, et tänapäeva tehniliste lahenduste väljatöötlusel ja juurutamisel jääb vajaka just sellistest inseneridest, kes on suutelised teoreetilistele kaalutlustele tuginevaid tehnilisi lahendusi ellu viia. Ning olles nende lahendustega kursis – olla suutelised genereerima just väljatöötlusega ja tootmisega seotuid äriideid senini Eestis domineerivatele vahendusele rajanevate hetkesituatsioonidele tuginevate äriideede asemel.

Tahaks loota, et skeemitehnika aine on üheks siduvaks valdkonnaks elektroonse elementbaasi ja neist loodavate nii lihtsate kui ka keerukate plokkskeemide vahel.

Nagu öeldud, skeemitehnika on kiirelt muutuv valdkond. See on ka väga lai valdkond – lai kasvõi näiteks sagedusdiapasoonide lõikes. Samas on skeemitehnikas olemas omad klassikalised lahendused, milledele tugineb skeemitehnika olevik ja ka lähitulevik. Käesoleva konspekti senistel ja tulevastel edasiarendustel on suund kõrgsageduslikuma skeemitehnika poole.

Käesolevas skeemitehnika loengukonspektis on haaratud n.ö. klassikalise skeemitehnika alused, püüdes illustreerida neid konkreetsete skeeminäidetega. Alustatud on lihtsamatest skeemielementidest, minnes välja integraalsete komponentideni ning neist koostatud skeemilahendusteni. Muidugi ei ole võimalik haarata ühes konspektis kõike kaasaegse skeemitehnika valdkondi; pealegi juba konspekti koostamise vältel on toimunud valdkonna uuenemine. Seetõttu on ka käesolevat konspekti püütud iga-aastaselt, uueks loengutsükliks täiendada.

Peenkirjas on toodud täiendavad osad näidetena, rakenduste ja selgitustena, olles loodetavalt kasulikud ainesse süvenemises ja aine praktilistes rekendustes.

Koostaja tänab oma kolleege sisuliste märkuste eest.

Terviklik aine lühikirjeldus ja kirjandusviited

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

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

Dioodskeemid: piirikud, eelpinge formeerijad, temperatuuriandurid ja -kompenseerijad, dioodventiilid ja dioodkaitse. Dioodide eriliigid, nende kasutus madal- ja KS-tehnikas.

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

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

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

Skeemid operatsioonvõimenditel: OV põhilülitused, OV võimendustegur, sageduskarakteristikud, sisend- ja väljundtakistused, triiv sõltuvana tagasisidest, OV sageduskorrektsioon. OV tüüprakendused.

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

Digitaalskeemid: transistor lülitireziimis. TTL ja C-MOS skeemide eripärad. Taimerskeemid. Jõulülitid ja nende tüürskeemid.

Eeldused: Elektroonika alused

õppetööd korraldab: Raadio ja sidetehnika instituut.

Loengud, praktilised harjutused: dots. P. Martverk, ass. Ivo Müürsepp.

Iseseisev töö: harjutusteks ettevalmistus

Kontroll: harjutustundide arvestus.

Kirjandus:

1. Wes Hayward. Introduction to Radio Design. ISBN: 0-87259-492-0;

2. Chris Bowick. RF Circuit Design. Newnes, USA, 1997, ISBN 0-7506-9946-9;

3. Cotter W. Sayre. Complete Wireless Design. McGraw-Hill, 2001. ISBN 0-07-137016-1;

4. Joseph J. Carr. Secrets of Circuit Design. Third Edition, McCraw-Hill, 2001. ISBN 0-07-137067-6;

5. The ARRL UHF/Microwave Projects Manual. USA, 1996. ISBN 0-87259-449-1;

6. Kai Chang. RF and Microwave Wireless System. John Wiley&Son, inc. Texas A&M University, USA 2000. ISBN 0-471-35199-7;

7. Les Bessel; Rowan Gilmore. Practical RF Circuit Design for Modern Wireless Systems. Vol 1. Artech House. Boston. London. 2003. ISBN 1-58053-521-6.

8. Reinhold Ludvig; Pavel Bretchko. RF Circuit Design. Prentice Hall. New Jersey, US. 2000. ISBN 0-13-095323-7.

9. Quizheng Gu. RF System Design of Tranceivers for Wireless Commnunications. Springer. US. 2005 ISBN 0-378-24161-2.

10.William F. Egan. Practical RF System Design. Wiley Interscience.US. 2003. ISBN 0-471-20023-9

Lisaks on kasutatud üldpõhimõtteid alljärgnevast kirjandusest:

1.Paul Horowitz, Winfield Hill. The Art of Electronics. Gambridge University Press, 1980. (v.k.tõlge-1983);
2.U. Tietze, Ch. Schenk. Halbleiter-Schaltungstechnik. Springer-Verlag. Berlin. 1980. (venekeelne tõlge-1982);
3.Luces 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);

Käsiraamatulised ja üldandmed elektroonikakomponentidest, skeemidest ja seadmetest:

1. http://www.rfglobalnet.com/Downloads/Browse.aspx Kasulik link elektroonikakomponentide kataloogide jm allalaadimiseks.

0. ALGMÕISTED

0.1. Detsibellid

0.1.1. Detsibell kui suhteühik

Teatavasti mõõdetakse signaalide suhet tavaliselt detsibellides. Seda ka seetõttu, et tihtipeale suhete suurused (signaalitugevuste erinevused kordades) võivad ulatuda väga suurtesse arvudesse, mida oleks raske lugeda, kirjutada.

- Algselt oli tegemist võimsuste suhte määramisega Bel skaalas, mis kujutas endast võimsuste suhte logaritmi alusel kümme[1]. Nii näiteks:
- 1 Bel on siis suhe 10,
- 2 Bel on siis suhe 100…
- 3Bel on 1000 jne. Numbrid 1,2, ja 3 näitevad kümnete astmeid, ehk nullide arvu.
- Suhe $10^{15} = 15$ Bel.
- Võib näha, et ühik Bel on küllalt suur; seetõttu toodi sisse kümnendik sellest, detsibell dB. Seega:
- Võimsuste suhted avalduvad kui $dB(suhe) = 10 \lg \frac{P_1}{P_2}$;
- nii saame näiteks $dB(suhe) = 10 \lg \frac{10^{-2} W}{10^{+2} W} = 10(-4) dB = -40 dB$
- Pingete suhted lähtuvalt võimsuse avaldisest avalduvad kui $dB(suhe) = 20 \lg \frac{U_1}{U_2}$.

(kuna võimsus on võrdeline pinge ruuduga ja eeldades pingeid võrdsetel takistustel).

näited detsibellidest

[1] Harvem kasutatakse selle suhte avaldamist naturaallogaritmina, mida siis nimetatakse Nepriks (Neper). Neper=8,686 dB

TABLE 2.1 VARIOUS POWER AND VOLTAGE RATIOS AND THEIR DECIBEL REPRESENTATIONS

POWER RATIO			VOLTAGE RATIO	
RATIO	EXPONENT	DECIBEL VALUE	EXPONENT	RATIO
1	10^0	0	10^0	1
2	$10^{0.3}$	3c	$10^{0.15}$	1.41
3	$10^{0.477}$	4.77	$10^{0.24}$	1.73
4	$10^{0.6}$	6	$10^{0.3}$	2
10	10^1	10	$10^{0.5}$	3.16
50	$10^{1.7}$	17	$10^{0.85}$	7.07
100	10^2	20	10^1	10
0.5	$10^{-0.3}$	−3	$10^{-0.15}$	0.707
0.25	$10^{-0.6}$	−6	$10^{-0.3}$	0.5
0.1	10^{-1}	−10	$10^{-0.5}$	0.316

2 korda

$1{,}4^2 = 2$

$2^2 = 4$

Tihti näidatakse kuidas pinge muutub sõltuvalt sagedusest (näiteks sageduskarakteristikute kalded (pinge langus sageduse muutusel dekaadi või oktaavi jagu). Siin on vahekorrad sellised:

- Näiteks 20dB/dekaadile = 6dB/oktaavile[2]
- Pinge suhe $20dB/dec = 10$ on sama mis pinge suhe $6dB/oct = 2$.

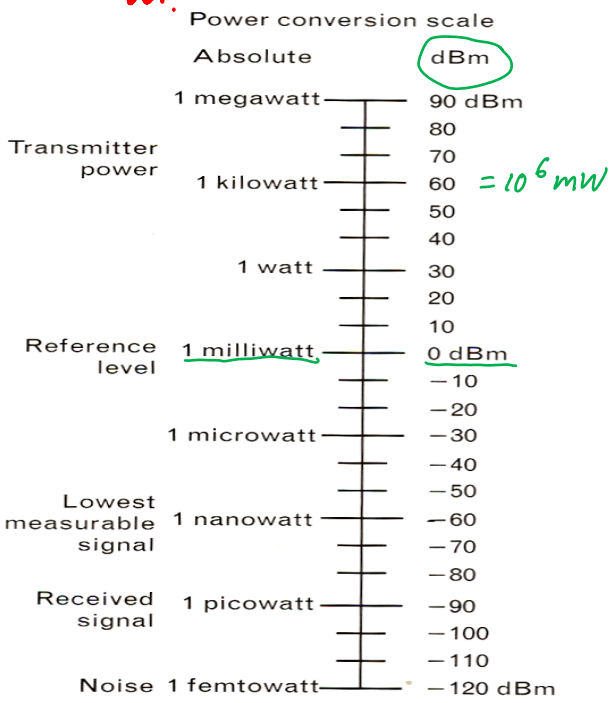
0.1.2. Detsibell kui absoluutühik

Viimasel ajal on levinud detsibellide kasutamine ka absuluutühikuna, võttes siis suhte mingi referatiivühiku suhtes:

- Levinum on suhe millivati suhtes $dBm = 10\lg(P_{mW})$;
- Harvem kasutatakse ka vati suhtes: $dBW = 10\lg(P_W)$.
- Vastuvõtjate tundlikkus tihtipeale pingete suhtes dBV või dBmV.

Kõrval on toodud tabel dBm ühikutes, näidatud on ühtlasi ka kui suuri võimsusi tuleb ülekandeseadmetes kasutada.

oct.



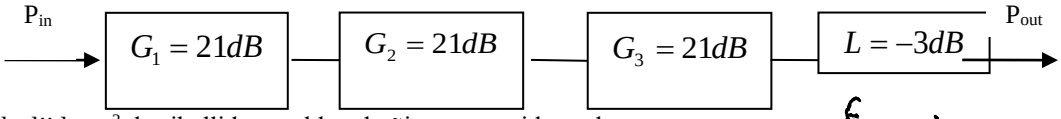
$= 10^6 mW$

$$P_{mW} = 10^{dBm/10}$$

$$P_W = 10^{dBW/10}$$

[2] Tõestuseks võtame suhte 10/2=5 ja kirjutame selle üle logaritmiliselt: 20dB-6dB=5

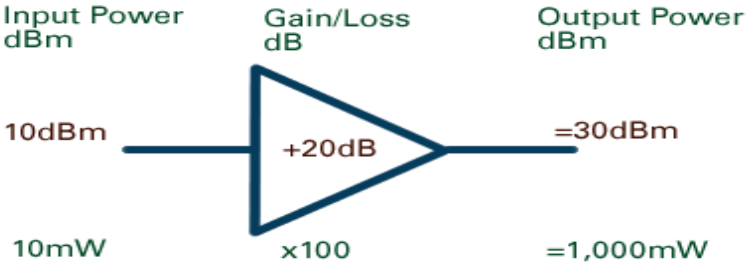
Allpool toome paar näidet detsibellide kasutamisest.
Näide 1: Kolm võimendit võimsusvõimendusteguritega 21 dB on ühendatud järjestikku, neile järgneb attenuaator L sumbuvusega 3 dB. Leida väljundvõimsus, kui sisseantava signaali võimsus on 1 mW (vt ülalt skaalal pealt – saame 0dBm)



Selleks liidame[3] detsibellides avaldatud võimsustegurid, saades:

$$P_{out} = 0dBm + 21dBm + 21dBm + 21dBm - 3dBm = 60dBm \quad ehk\ siis\ 1000W$$

Näide 2:



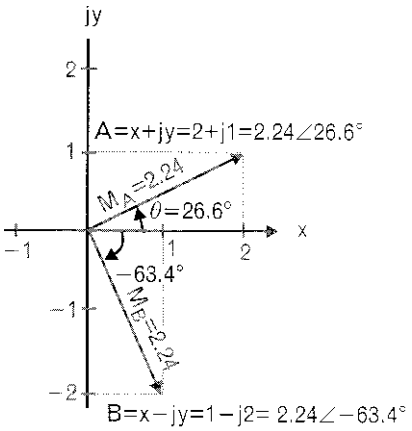
Järeldused detsibellidest:

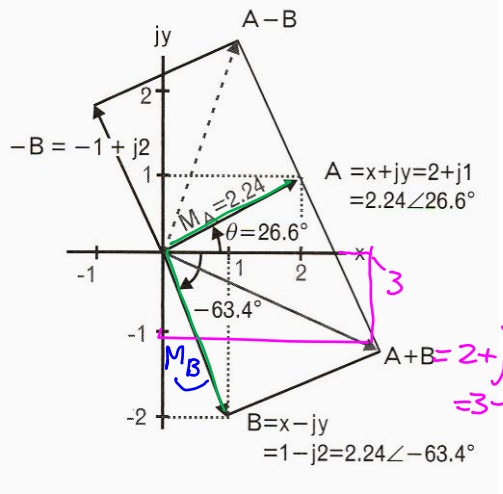
Võimsused – 100 korda võimsusvõimendust = 20 dB (vrdl nullikohtde arv ja 10-d dB-d)
1000 korda - 30dB jne
Pinged - 100 korda pingevõimendust annab 40 dB.

0.2. Vektorite kasutus

0.2.1. Kompleksarvu esitus

Tuletagem meelde kompleksarvu esitust. Teatavasti saab seda teha nii mooduli ja faasi (polaarkujul) kui ka reaal-ning imaginaarosa kaudu. Allpool on toodud mõned näited erinevatest arvudest ning ka näited kuidas kompleskarve (vektoreid) liita ja lahutada):





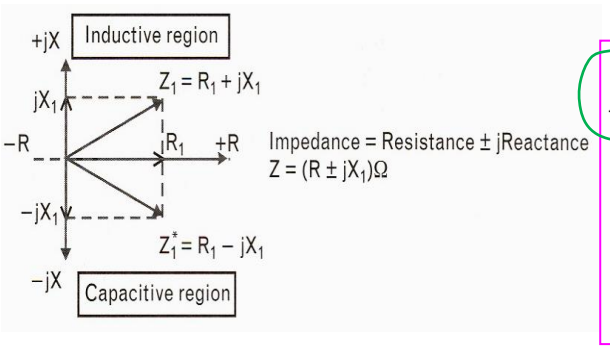
Kui signaale esitatakse komplekskujul, vektoritena – siis:

- nende korrutamiseks (jagamiseks) tulevad nad avaldada polaarkujul, Faasid tulevad liita (lahutada), moodulid korrutada (jagada) ;
- liitmisel (lahutamisel) aga tuleb tegeleda reaal-ja imaginaarosade liitmise (lahutamisega).

[3] Teatavasti – kui võimendus oleks antud võimsuste suhtena – siis tulnuks need arvud korrutada

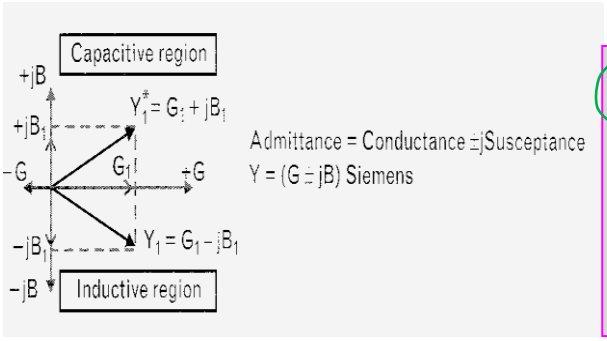
0.2.2. Komplekstakistused

Komplekstakistus (ehk näivtakistus) Z ja –juhtivus Y koosneb teatavasti reaal – ja imaginaarosast. Allpool on toodud induktiivse ja mahtuvusliku iseloomuga takistuste ja juhtivuste kujutamine komplekstasandil ning teisendused takistuste ja juhtivuste vahel.



$$Z = \frac{1}{Y} = \frac{1}{G + jB} = \frac{1}{G + jB}\cdot\frac{G - jB}{G - jB} = \frac{G}{G^2 + B^2} - \frac{jB}{G^2 + B^2} = R - jX$$

$\neq \frac{1}{G} + \frac{1}{jB}$



$$Y = \frac{1}{Z} = \frac{1}{R + jX} = \frac{1}{R + jX}\cdot\frac{R - jX}{R - jX} = \frac{R}{R^2 + X^2} - \frac{jX}{R^2 + X^2} = G - jB$$

$\neq \frac{1}{R} + \frac{1}{jX}$

0.3. Hüvetegur

Teatavasti on reaktiivsetel elementidel võime salvestada (reaktiiv)energiat. Vahekorda salvestatud enegia ja (aktiiv)kadude vahel iseloomustatakse elemendi hüveteguriga ehk lihtsalt hüvega.
Eristatakse:

- elemendi enda hüvet: $Q_{koormamata} = \dfrac{elemendis\ salvestatud\ energia}{elemendis\ hajunud\ energia\ (aktiivkaod)}$

- koormatud elemendi hüvet:

$$Q_{koormamata} = \frac{elemendis\ salvestatud\ energia}{elemendis\ hajunud\ energia\ (aktiivkaod)\ ning\ välisahelas\ hajunud\ energia\ (kaod)}$$

Hüvet võib leida elemendi kirjeldamisega kas järjestikkuse- või paralleelaseskeemiga.

Kokkuvõtteks – elemendi hüve iseloomustab salvestatava (taaskasutatava) energia vahekorda jäävalt (soojuseks!) kaotatud energiasse.

0.3.1. Järjestikkune aseskeem

Seda aseskeemi kasutatakse enamasti takistuste kaudu skeemi, eriti induktiivsuste kirjeldamisel. RS ja mikrolainete diapasoonis on kasulik võtta:

- sageduse gigahetrzides (10^9 Hz),
- induktiivsuse nanohenrides (10^{-9} H);
- mahtuvuse pikofaradites (10^{-12} F).

Nii saame induktiivtakistuseks oomides: $X_L = 2\pi f_{Hz} L_H = 6{,}283\, f_{GHz} L_{nH}$.

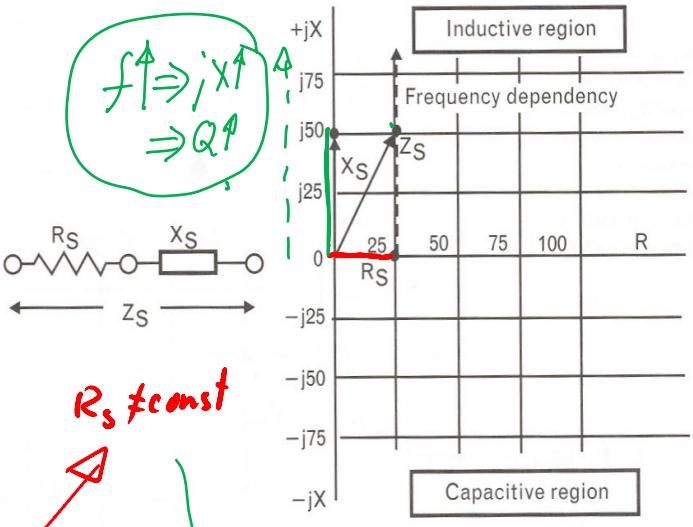
Normaliseerides selle takistuse 50 oomi suhtes (tavaliselt vaadeldakse ühendusi üle 50 oomiste takistuste) – saame $x_L = 0{,}1257\, f_{GHz} L_{nH}$

Mahtuvuste esitlusel saame vastavalt: $X_C \approx \frac{1}{2\pi f_{Hz} C_F} \approx \frac{159}{f_{GHz} C_{pF}}$ ja $x_C = \frac{3{,}183}{f_{GHz} C_{pF}}$.

Seega saame näiteks, et:

- 1 nH induktiivsus omab 1 GHz sageduse juures takistust $jX_L \approx j6{,}28\Omega$
- 1 pF mahtuvus omab I GHz sageduse juures takistust $-jX_C \approx -j159\Omega$

Kujutades nüüd näiteks induktiivsust L koos poolis olevate aktiivkadudega R, saame aseskeemi ning vektordiagrammi vastavalt toodud joonisele. Siin on võetud induktiivtakistuseks j50 oomi, aktiivtakistuseks 25 oomi.



Järjestikaseskeemi järgne hüvetegur väljendub[4] kui $Q_S = \frac{X_S}{R_S}$

Seega saame hüveks 2 – mis on muidugi hüve kohta väga väike suurus. Samas täheldame, et sageduse tõustes induktiivtakistus kasvab võrdeliselt sagedusega (vt vertikaalnool graafikus) – ja hüve samuti.

Reaalsetes skeemides tuleb küll arvestada, et aktiivtakistus võib olla ka sagedusest sõltuv (pinnaefekt!).

Järeldus:

Järjestikkusel aseskeemil (levinum kasutus, kirjeldatav takistuste abil) on hüvetegur määratud reaktiiv-ja aktiivtakistuse suhtega.
Üldjuhul hüve kasvab töösageduse tõusuga – eeldusel, et pole kadusi, mis sageduse tõustes järsult suurenevad.

[4] indeks s tähenab järjestikkuseid elemente (series).

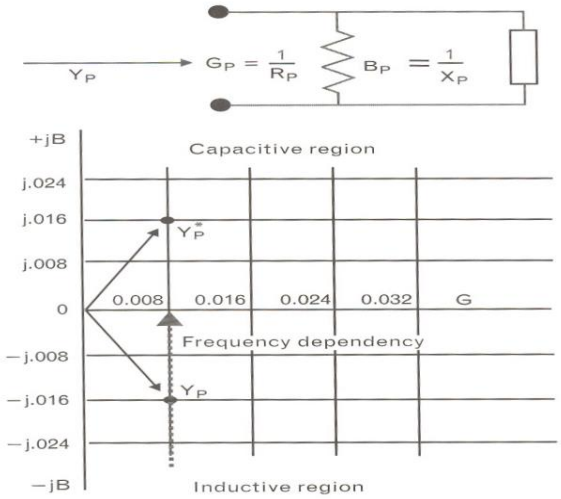
0.3.2. Paralleelne aseskeem

Seda aseskeemi kasutakse tavaliselt skeemi esitamisel juhtivuste kaudu. Siin võib välja tuua analoogsed valemid ülaltoodutega nagu takistuste kohta. Kuna aga skeemide kirjeldusel kasutatakse enamikel juhtudel takistusi – siis anname siin vaid viite [7] nende seoste kättesaamiseks. Kui on aga soov kasutada lõpptulemeid takistuste/juhtivuste suuruste kiireks määramiseks – saab kasutada selleks alltoodud tabelit.

Hüve aga avaldub paralleelskeemides[5] järgmiselt:

$$Q_P = \frac{B_P}{G_P} = \frac{1/X_P}{1/R_P} = \frac{R_P}{X_P}.$$

Kokkuvõttes:



	From Unnormalized Reactance and Susceptance	From Normalized Reactance and Susceptance
Inductor value	$L_{nH} = \frac{0.159X_L}{f_{GHz}} = \frac{0.159}{f_{GHz}B_L}$	$L_{nH} = \frac{7.96x_L}{f_{GHz}} = \frac{7.96}{f_{GHz}b_L}$
Capacitor value	$C_{pF} = \frac{159}{f_{GHz}X_C} = \frac{159B_C}{f_{GHz}}$	$C_{pF} = \frac{3.183}{f_{GHz}x_C} = \frac{3.183b_C}{f_{GHz}}$

Note: The 50-Ω reference is used for all normalizations.

korrutatud 50-ga

$x_L = \frac{X_L}{50}$

[5] Seda tähendab ka indeks p

0.3.3. Paralleel- ja järjestikskeemide teisendused

Järjestikkust takistuste ühendust saab taandada ekvivalentseks paralleelseks juhtivuste ühenduseks. Siin toodud näidetes võtame aluseks ülaltoodud järjestikskeemi hüve $\boxed{Q_S = \frac{X_S}{R_S}}$ Siit: $X_S = QR_S$. Siit saame et järjestikskeemi takistus on kujuteldav kui

$$\boxed{Z_S = R_S + jX_S = R_S + jQR_S = R_S(1+jQ)}$$

Tehes siin pöördteisenduse, saame pärast mõningasi teisendusi tulemiks:

$$\boxed{Y_P = \frac{1}{Z_S} = G_P - jB_P = \frac{1}{R_P} - j\frac{1}{X_P}};$$

kus $R_P = R_S(1+Q^2)$ ja $X_P = X_S\left(\frac{1}{Q^2}+1\right)$.

Pöörame tähelepanu sellele, et siin saadakse paralleelühenduse juhtivuse komponendid, mis koosnevad muidugi paralleel-aseskeemi takistuste pöördväärtustest, mitte järjestik-aseskeemi takistuste pöördväärtustest!

Allpool on toodud kokkuvõtlik tabel [7] RL ja RC elementidega seostest paralleel –ja järjestik-aseskeemide esituste vahel:

TABLE 2.3 THE SPECIFIC RELATIONSHIPS USED IN THE CONVERSIONS BETWEEN SERIES AND PARALLEL *R-L* AND *R-C* EQUIVALENT CIRCUITS

	R-L CIRCUITS		*R-C* CIRCUITS	
	INDUCTANCE	REACTANCE	CAPACITANCE	REACTANCE
PARALLEL TO SERIES	$L_S = \frac{Q^2}{1+Q^2}L_P$	$X_S = \frac{R_P^2 X_P}{R_P^2 + X_P^2}$	$C_S = \left(1+\frac{1}{Q^2}\right)C_P$	$X_S = \frac{R_P^2 X_P}{R_P^2 + X_P^2}$
	$R_S = \frac{1}{1+Q^2}R_P$	$R_S = \frac{R_P X_P^2}{R_P^2 + X_P^2}$	$R_S = \frac{1}{1+Q^2}R_P$	$R_S = \frac{R_P X_P^2}{R_P^2 + X_P^2}$
SERIES TO PARALLEL	$L_P = \left(\frac{1}{Q^2}+1\right)L_S$	$X_P = \frac{R_S^2 + X_S^2}{X_S}$	$C_P = \frac{Q^2}{1+Q^2}C_S$	$X_P = \frac{R_S^2 + X_S^2}{X_S}$
	$R_P = (1+Q^2)R_S$	$R_P = \frac{R_S^2 + X_S^2}{R_S}$	$R_P = (1+Q^2)R_S$	$R_P = \frac{R_S^2 + X_S^2}{R_S}$

0.3.4. Võnkering kui LC ahel. Resonantsagedus

Ahelat, mis koosneb induktiivsusest ja mahtuvusest, nimetatakse resonantsahelaks. Resonantssagedus on sagedus, mille korral induktiivtakistus on võrdne (ja muidugi vastasmärgiline) mahtuvusliku takistusega.

Eristatakse:

LC järjestikühendust, mida kutsutakse järjestikvõnkeringiks; takistus resonantsagedusel on väga väike.

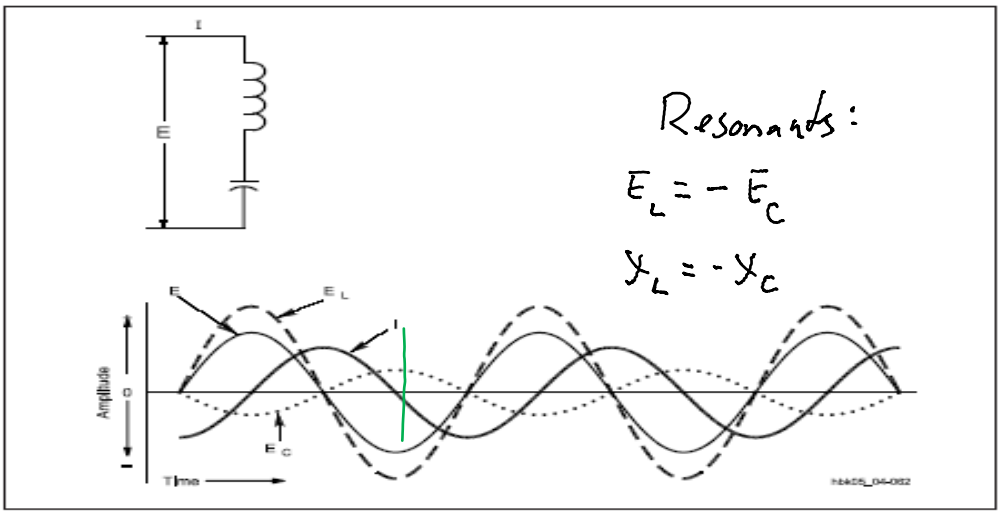


Fig 4.62 — A series circuit containing both inductive and capacitive components, together with representative voltage and current relationships.

LC paralleelühendust, mida kutsutakse paralleelvõnkeringiks; takistus resonantsagedusel on väga suur.

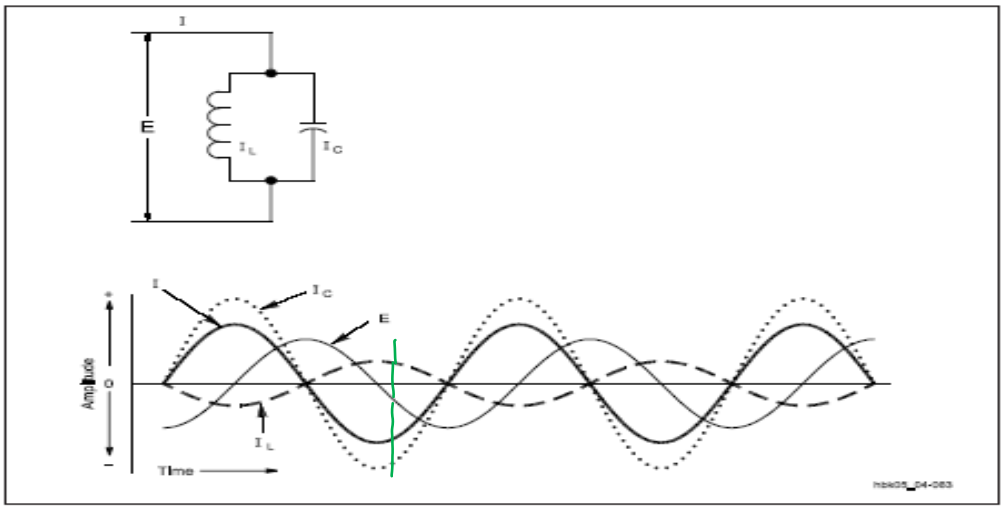


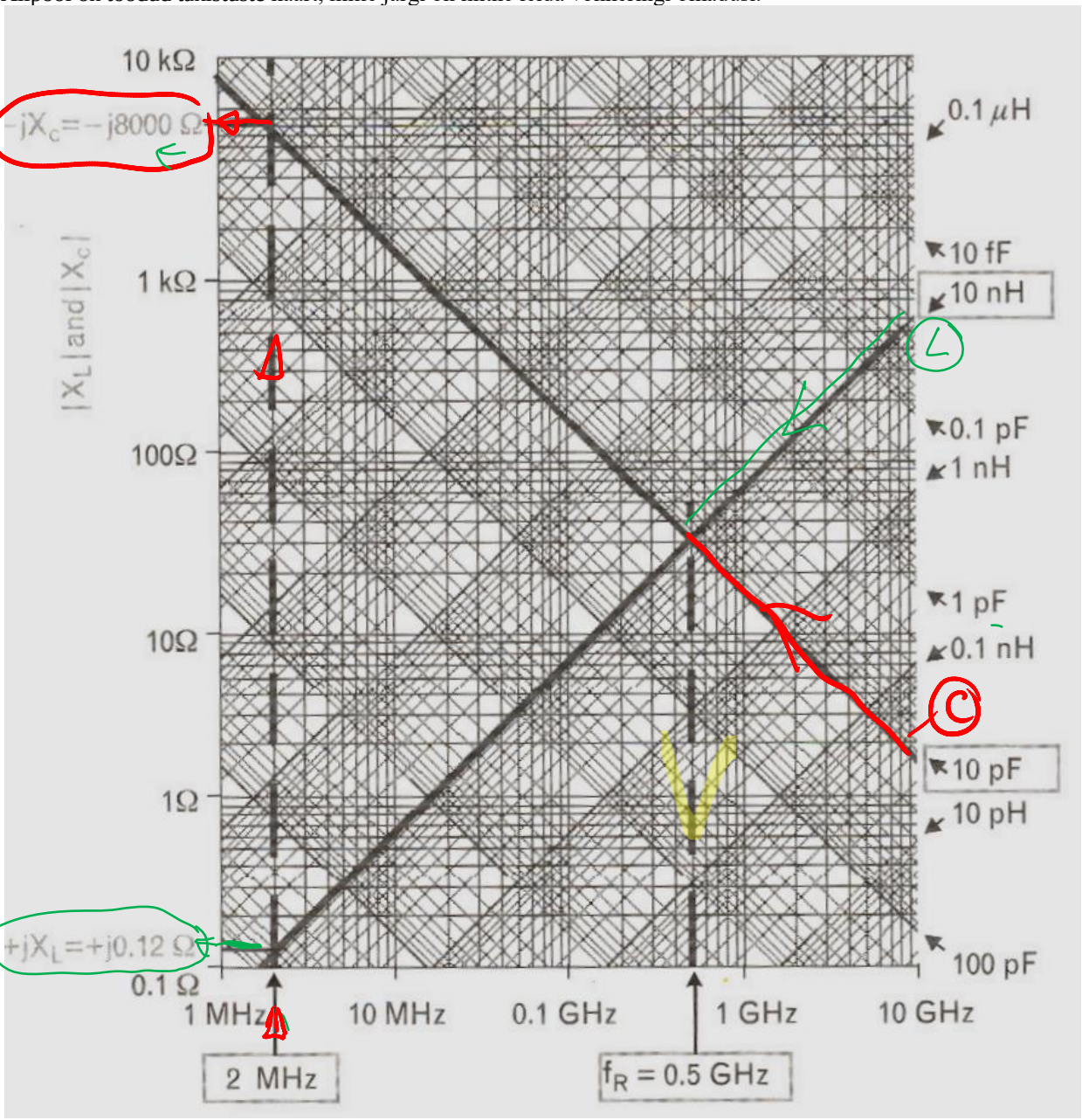
Fig 4.63 — A parallel circuit containing both inductive and capacitive components, together with representative voltage and current relationships.

Resonantsagedus [GHz] avaldub mõlemil juhul siis kui : $f_{resGHz} = 5{,}033\sqrt{\frac{1}{L_{nH}C_{pF}}}$.

Jätame meelde, et järjestikvõnkering on resonatssagedusel väikese takistusega, paralleelvõnkeringa aga suure takistusega.

Neid põhiomadusi kasutatakse signaalide juhtimiseks, võimendamiseks jpm….

Allpool on toodud takistuste kaart, mille järgi on lihtne leida võnkeringi omadusi.



Siin [7] on toodud näide, kus vaadeldakse 10 pF kondensaatorit, mille viikude parasiitinduktiivsus on 10nH (tegemist on siis L ja C järjestik-aseskeemiga). Nii saame vaadelda selle järjestikvõnkeringi omadusi sõltuvana sagedusest.

Nii on mahtuvuse takistus:

- 2 MHz juures 8 kilooomi,
- langedes 10 GHz juures takistuseni 1,6 oomi.

Induktiivsuse takistus:

- 2 MHz juures 0,12 oomi,
- 10 GHz juures 628 kilooomi.

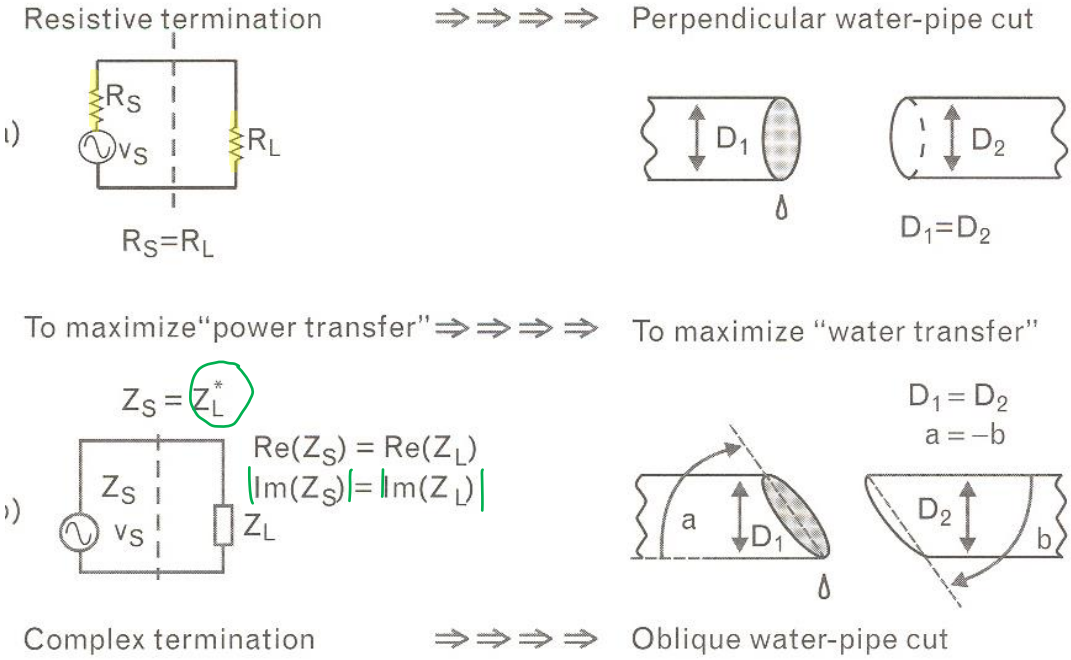
Seega näeme, et 2 MHz juures parasiitinduktiivsus kondensaatori kogutakistust eriti ei mõjuta, küll aga ei saa seda mõju välistada 10 GHz juures… kus kogutakistus on hoopis induktiivse iseloomuga.

Saame välja tuua ka kondensaatori resonatssageduse – kus C ja $L_{parasiit}$ absoluuttakistused on võrdsed – see toimub sagedusel 0,5 GHz. Sealt aga järeldub asjaolu, et kondensaatori omaresonantsil on tema takistus väiksem kui takistus näiteks allpool resonantsagedust (kondensaatori mahtuvuslik takistus). Sellest nähtusest tuleb edaspidi lähemalt jutu kondensaatorite juures , siintoodu on lihtsalt graafiku illustratsiooniks resonantsnähtuste paremaks mõistmiseks, resonantssageduse leidmiseks.

0.4. Takistuste sobitus energia ülekandel

Allpool on toodud allikast [7] saadud väga ilmekas pilt takistuste sobitamisest maksimaalse energia ülekandmiseks. Sobitus on siis üldises mõistes kas signaaliallika ja koormuse vahel – või siis konkreesemalt näiteks antenni ja võimendi sisendi vahel, võimendusastmete vahel või siis näiteks saatja lõppvõimendi ja antenni vahel. Siin kehtib analoogia toruhendustega.
Nii saame.

- Puht- aktiivsete takistuste sobitamisel maksimaalse energia ülekande siis kui allika aktiivtakistus võrdub koormuse aktiivtakistusega (torude läbimõõdud võrdsed);
- Kompleksete takistuste sobitusel peavad aktiivtakistused (torude läbimõõdud) olema võrdsed, faasid (torude lõikenurgad) aga vastavalt võrdsed ja vastasmärgilised - tegemist on kaaskomplekssete suurustega.



0.5. Normaliseerimine

Kõrgsagedustehnikas kasutatakse tihti standardseid suurusi. Sellest erinevad suurused taandatakse (normaliseeritakse) siis nende standartsete suuruste suhtes:

- astmetevahelisel ühendusel, antenni ja võimendi ühendamisel standardset 50 oomist takistust või –kaablit. Seetõttu kasutatakse nn normaliseerimise võtet – kus erinevad sellest standardist suurused taandatakse 50 oomisele suurusele.
- Filtrite konstrueerimisel kasutatakse normaliseeritud sagedust, milleks siis võetaks kas näiteks filtri lõike – ehk murdesagedus või mõni muu standartne suurus.

Nii näiteks, kui normaliseeritud takistus väljendub kui $z_L = 2 + j1$, ja kui on tegemist normaliseerimisega 50 oomi suhtes, saame: $Z_L = (2 + j1)50\Omega = (100 + j50)\Omega$.

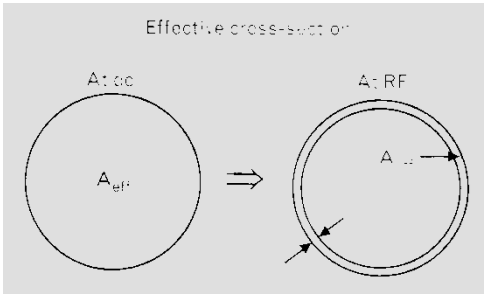
1. PASSIIVAHELAD. RCL SKEEMID[6]

1.1. RCL ELEMENDID

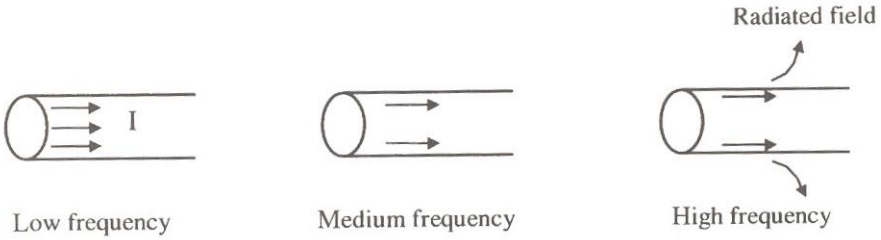
1.1.1. Aktiivtakistus, takisti, ühendusribad (juhtmed).

1.1.1.1. Vooluga juhe

Alljärgnevalt peatume voolujuhet iseloomustavatel momentidel:



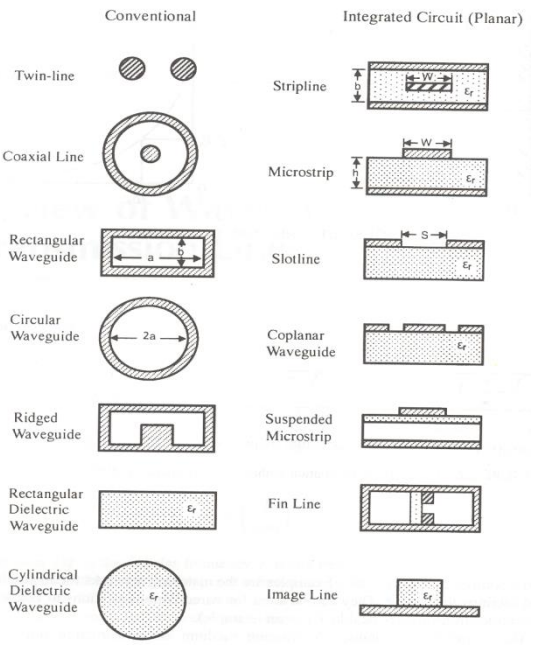
- Pinnaefekt. Kõrgetel sagedustel tekkib nn **pinnaefekt**. Pinnaefekt (skin effect) hakkab mõjuma sagedustel üle 1 MHz-i, kus vool küünib ca 0,0008/24 mm sügavusele, üle 100 MHz-i aga vähem kui 0,0003/24 mm sügavusele. Siit tulenevalt peavad kõrgsagedusskeemide ühendused olema suurepinnalised, tuleb kasutada kõrgsagedusele arvestatud elemente. Mõningast efekti annab vaskpindade hõbetamine, seda mitte niivõrd väiksema (0,94 korda) eritakistuse tõttu, kui aja jooksul tekkiva hõbeda oksüüdi tunduvalt parema juhtivuse tõttu vaskoksüüdiga võrreldes.
- Piltlikult võiks voolu jagunemist juhtmes illustreerida järgmise joonisega:



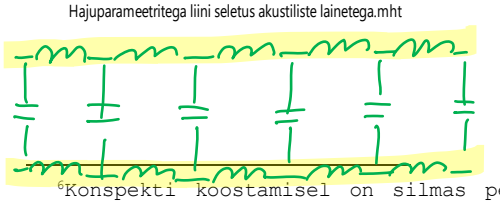
Joonis näitab, et madalatel sagedustel on vool juhtmes jaotatud ühtlaselt, sageduse kasvades voolutihedus suureneb juhtme välispinna suunas, mis suurendab ülekande kadusi; sageduse edasisel kasvamisel kaod suurenevad veelgi, sest osa ülekantavast energiast kiirgub juhtmest välja.

1.1.1.2. Lainejuhid

Kõrgematel sagedustel kasutatakse tavaliste juhtmete asemel hajuparameetritega liine. Nende näited on toodud kõrvaltoodud joonisel:



Hajuparameetritega liini seletus akustiliste lainetega.mht



[6] Konspekti koostamisel on silmas peetud seda, et loenguteks on ette antud trükitud tekst, mida loengu käigus täiendatakse märkuste, valemitega. Selleks on mõistlik paljundada konspekti üheleheküljelistena, kasutades järgneva lehe tühja leheküljе märkuste tegemiseks loengul.

Punane näitab pilti – mida tegelikult näeme... tekib n.ö. seisev laine.

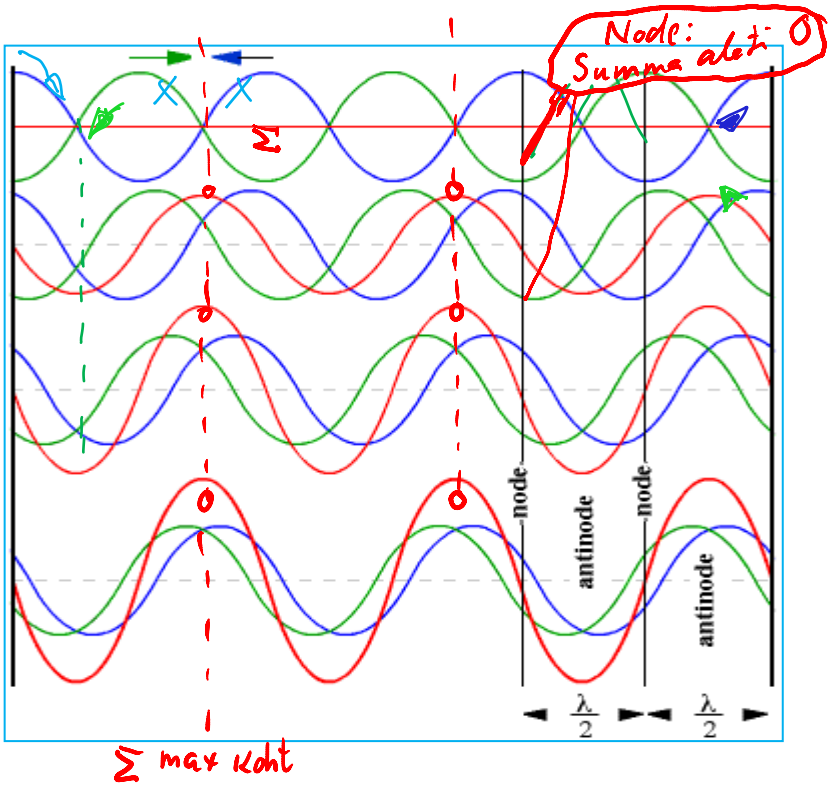
Strings, standing waves and harmonics.url

http://www.phys.unsw.edu.au/jw/strings.html

SELGITUSEKS

Vt animatsiooni internetist

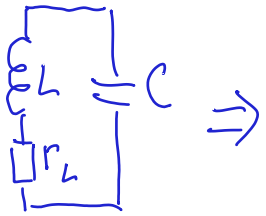
The animation shows the interaction of two waves, with equal frequency and magnitude, travelling in opposite directions: blue to the right, green to the left. The red line is their sum: the red wave is what happens when the two travelling waves add together (superpose is the technical term). By stopping the animation, you can check that the red wave really is the sum of the two interacting travelling waves.



The figure at right is the same diagram represented as a time sequence - time increases from top to bottom. You could think of it as representing a series of photographs of the waves, taken very quickly. The red wave is what we would actually see in a such photographs.

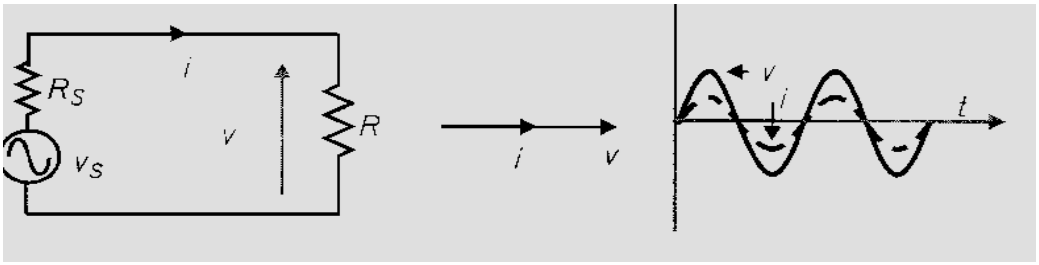
Suppose that the right hand limit is an immoveable wall. As discussed above, the wave is inverted on reflection so, in each "photograph", the blue plus green adds up to zero on the right hand boundary. The reflected (green) wave has the same frequency and amplitude but is travelling in the opposite direction.

At the fixed end they add to give no motion - zero displacement: after all it is this condition of immobility which causes the inverted reflection. But if you look at the red line in the animation or the diagram (the sum of the two waves) you'll see that there are other points where the string never moves! They occur half a wavelength apart. These motionless points are called **nodes** of the vibration, and they play an important role in nearly all of the instrument families. Halfway between the nodes are **antinodes**: points of maximum motion. But note that these peaks are not travelling along the string: the combination of two waves travelling in opposite directions produces a **standing wave**.

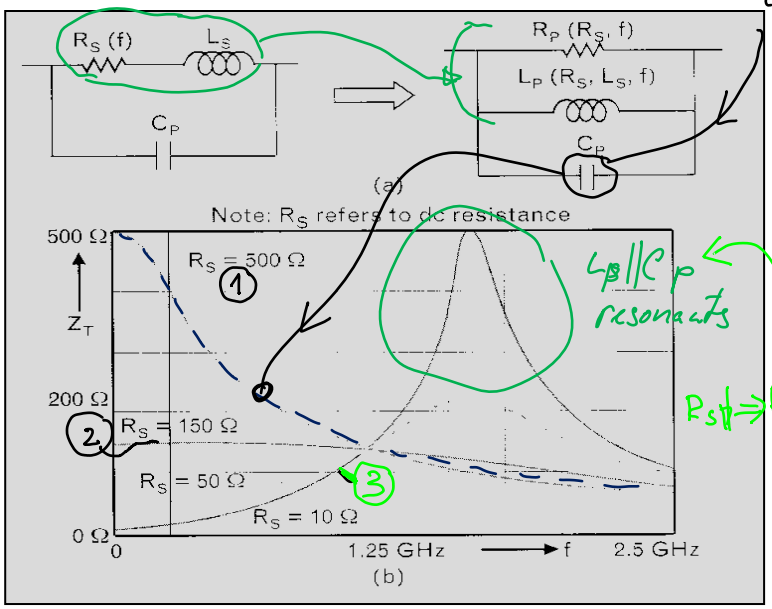


1.1.1.3. Takistid

- Voolu ja pinge faasivahekord. Ideaalse aktiivakistuse korral takistit läbiv vool on faasis pealeantava pingega:
- Takistitel on takistuse temperatuurisõltuvus ja sagedussõltuvus



- Takistite aseskeem



Ahela takistuse suurendamiseks pannakse skeemi takisti. Reaalne takisti sisaldab aga:

- oma viikude parasiitinduktiivsusi,
- takistuste otste vahel mahtuvust

Madalamatel sagedustel pole need määravad, kuid ülikõrgsageduspiirkonnas tuleb kindlasti arvestada nii ühendusriba:

- **omainduktiivsuse** [näiteks allikast 6]
- kui ka riba **mahtuvusega ja vastastikkuse induktiivsusega** maandussiini või teiste ühendusribade, elementide suhtes (a): Me näeme ka kõrvaltoodud graafikutest (b) mõnede takistite kohta, et oma algset, puht aktiivtakistuse väärtust säilitab takisti vaid sageduse madalamas osas.
- Samas sagedussõltuvuse iseloomu määrab aktiivtakistuse vahekord takistis tekkivate reaktiivtakistustega (vt 2 – kus sagedussõltuvus väiksem ja domineerib aktiivtakistus).

- Takistuste paralleel- ja järjestikühendus

Tuletagem meelde, et takistite järjestikühendusel takistused summeeritakse, nende paralleelühendusel summeeritakse aga nende juhtivused. Kahe takistuse paralleelühenduse valemiks kujuneb seega: $R_{paralleel} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$.

Järeldused:

Aktiivtakistus oma füüsikalisel kujul (takistil, voolujuhil) sõltub töösagedusest (pinnaefekt).

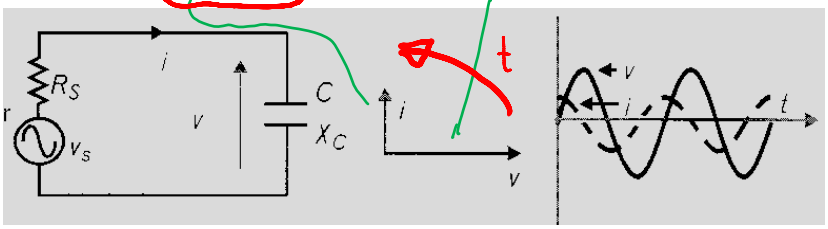
Takisti sisaldab nii viikude induktiisust kui ka nendevahelist mahtuvust - mille tõttu takisti omadused sõltuvad ka töösagedusest

Ühendusjuhtmele, trükkplaadi ribale lisanduvad kõrgematel sagedustel reaktiivsuset tingitud täiendavad omadused (kogutakistuse Z muutus, üleminek hajuparameetritega liini omadustele – vt edaspidi))

1.1.2. Kondensaator

Meeldetuletuseks põhiseosed:

- kondensaatoril olev laeng on määratud suurusega $Q = CU$,
- salvestatud energia $W = U^2C/2$.
- Kondensaatorit läbiva voolu väärtus avaldub $I = CdU/dt$
- kondensaatori reaktiivtakistus $jX_C = 1/\ j\omega C = 1/\ j2\pi fC$.
- Kondensaatoris vool ennetab tema peal olevat pinget 90^0 võrra (vt joonis)



- Kondensaatorite paralleelühendusel nende mahtuvused liituvad
- Kondensaatorite järjestikühendusel on kehtiv seaduspärasus järgmine:
  - Järjestikühenduse korral kondensaatorite laengud on võrdsed: $Q_{kogu} = Q_1 = Q_2 = Q_3 = \ldots$.
  - Seega pinged kondensaatoritel Kirchoffi suletud ahela seaduse järgi avalduvad: $E_{pealeantav} = U_1 + U_2 + U_3 + \ldots$
  - Kuna pinge kondensaatoril avaldub: $U = Q/C$, saame et
  - $\frac{Q_{kogu}}{E_{pealeantav}} = \frac{Q_1}{C_1} + \frac{Q_2}{C_2} + \frac{Q_3}{C_3} + \ldots.$, kust siis laengute võrdsusest tuleneb, et
  - $\frac{1}{C_{kogu}} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_2} + \ldots$
  - Seega valem on analoogne takistuste paralleelühenduse valemiga.
- Kahe kondensaatori korral kujuneb valemiks (analoogselt paralleelsete takistustega) $C_{kogu} = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$.

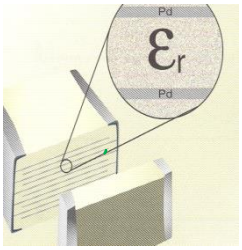
RS diapasoonis realiseeritakse kondensaatorid tavaliselt keraamilise isolaatori baasil.

Kondensaatori valikul tuleb pöörata tähelepanu lisaks mahtuvusele:

1. Kondensaatori töösagedusele, mis on määratud nii dielektriliste kadudega kui ka kondensaatori konstruktsiooni ja väljaviikudega.
2. Tööpingele.
3. Võimsusskeemides ka kondensaatorile lubatud reaktiivvõimsusele.
4. Kaod kondensaatoris on võrdelised kondensaatori dielektriliste kadudega.
5. Suvalises kõrgsagedust sildavas lülituses tuleb kondensaator valida võimalikult lühikeste viikudega viikude induktiiv- ja aktiivtakistuse vähendamiseks.
6. Selektiivsetes skeemides tuleb valida kondensaatoreid nende mahtuvuste temperatuuritegurite järgi. Kondensaatori temperatuuritegur - arvestades, et tavaliselt on induktiivsuste temperatuuritegur positiivne - peab olema negatiivne.

Järgnevalt täpsustame kondensaatori omadusi ja käitumist sõltuvalt töösagedusest.

1.1.2.1. Kondensaatori põhiparameetrid.



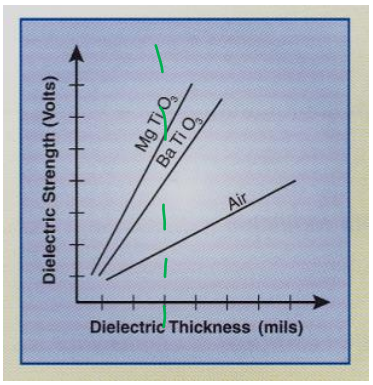
Pilt 1.1.1.

Lisaks kondensaatori mahtuvusele sõltuvad selle omadused veel mitmetest muudest parameetritest:

- Dielektriline konstant (dielektriline tegur, Dielectric Constant) ε_r (pilt 1.1.1). Sellega on määratud kondensaatoris salvestatava elektrostaatilise energia hulk, võrrelduna vaakumiga. Nii saadakse mitmekihilise kondensaatori mahtuvuse valemiks:

$$C = \varepsilon_r (n-1) A / d \text{ , kus}$$

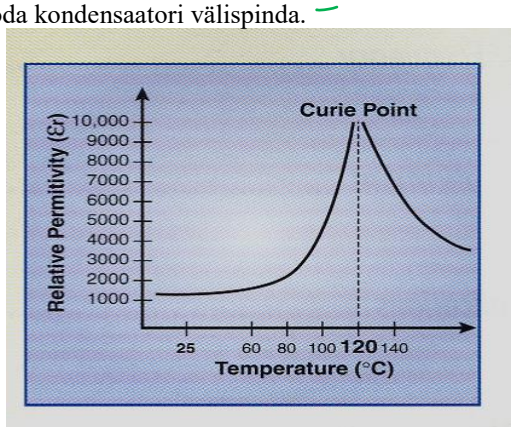
n – *elektroodide arv*; A – *aktiivne elektroodide pindala*;
d – *dielektriku paksus*



- Dielektriline tugevus. Dielektriku omadus vastu seista pingetele (pilt1.1.2). Sõltub lisaks kondensaatori konstruktsioonile veel töötemperatuurist, niiskusest, õhurõhust.

Pilt 1.1.2

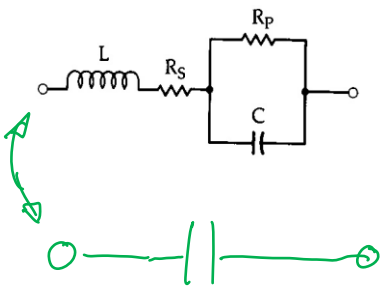
- Sisemine läbilöök. Tekkib, kui pinge elektroodidel ületab dielektriku vastupanuvõime pingele. Tavaliselt jääb siis kondensaator lühisesse.
- Väline läbilöök – kui tekib pingelahendus mööda kondensaatori välispinda.
- Dielektriku paksus. Vaadeldav kui elektroodidevaheline vahemik. Määrab pingestuse suuruse ja kondensaatori paralleelresonantsi omadused.
- Kürie punkt (Curie point). Temperatuur, mille juures keraamiline isolatsioonimaterial omab maksimaalset dielektrilist läbitavust (pilt 1.1.3).

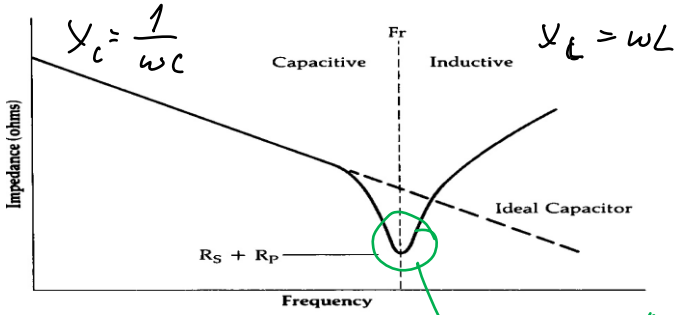


Pilt 1.1.3

- Kondensaatori temperatuuritegur (TCC).
- Isolatsioonitakistus (IR). Saadakse teada, laadides kondensaatori teatud pingele ning mõõtes seejärel kondensaatori tühjenemist.
- Soojuskadude tegur (Dissipation Factor, DF). Vaadeldakse tavaliselt kui suhe hajutatud ja salvestatud võimsuste vahel kondensaatoris.
- Dielektriku vananemine – dielektrilise läbitavuse vähenemine aja jooksul – viies kondensaatori kadude suurenemisele. On logaritmiliselt sõltuv ajast..

Reaalne kondensaator on kõrgsagedusahelates kirjeldatav järgmise aseskeemi ja takistuslike omadustega (joonis 1.1.4):





Joonis 1.1.4

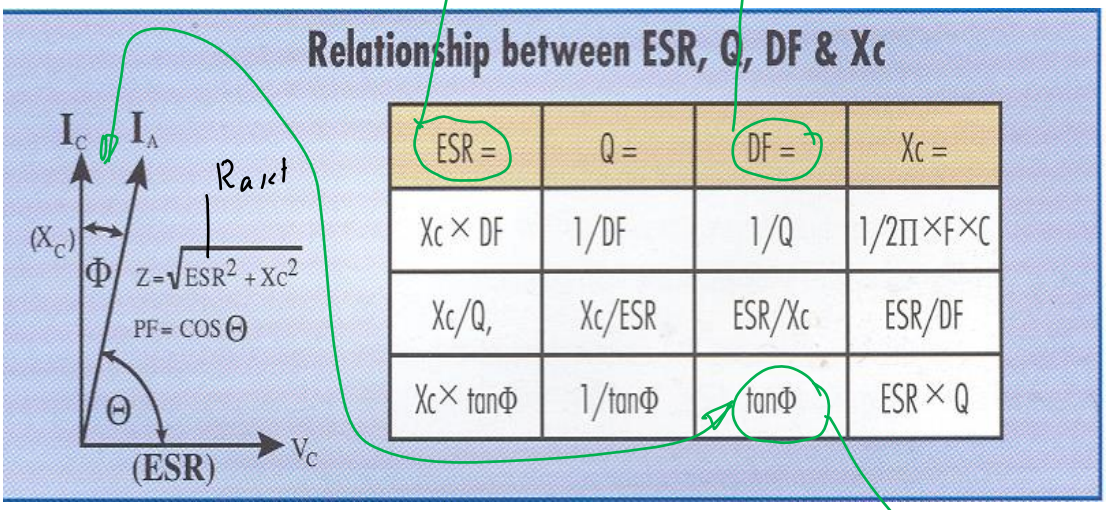
1.1.2.2. Kaod kondensaatoris

Kondensaatoris tekkivate kadude iseloomustamiseks kasutatakse ekvivalentse järjestiktakistuse (Equivalent Series Resistance, ESR) mõistet. Seda väljendatakse tavaliselt millioomides. Omakorda ESR koosneb kadudest kondensaatori dielektrikus ja metallis.

$$ESR=Rsd+Rsm$$

A. *Dielektrilised kaod (Rsd).*

Dielektriline material iseloomustatakse nn. dielektrilise kaoteguriga (dissipation factor, DF), mis kujutab endast kaonurga ϕ tangensit (joon. 1.1.5). See kadu tingib dielektriku kuumenemise, mis ekstremaalsetes olukordades võib põhjustada läbilööki kondensaatoris.



ESR =	Q =	DF =	Xc =
Xc × DF	1/DF	1/Q	1/2Π×F×C
Xc/Q,	Xc/ESR	ESR/Xc	ESR/DF
Xc× tanΦ	1/tanΦ	tanΦ	ESR × Q

Joonis 1.1.5

B. *Kaod metallis (Rsm).*

See määratakse kõikide metallosade juhtivusomadustega. See sisaldab nii elektroode, viike jm. kondensaatori metallosi. Ka see põhjustab kondensaatori kuumenemist. Siin tuleb arvestada ka skin-efekti olemasolu, mis hakkab märgatavalt mõjutama juhtivust 30MHz- st kõrgematel sagedustel.

Näide 1. Leida kondensaatori Rsm kaotakistus 120 MHz juures, kui on teada, et kaotakistus 30MHz juures on 18 millioomi.

Lahendus: Võtame kahe sageduse suhte ruutjuure: $\sqrt{\frac{120}{30}}=2$. Seega kaotakistus Esr on kaks korda suurem, võrdudes 36 millioomiga.

Näide 2. Kuidas sõltuvad näiteks 22 pF kondensaatori 180R220 kaod töösagedusest:

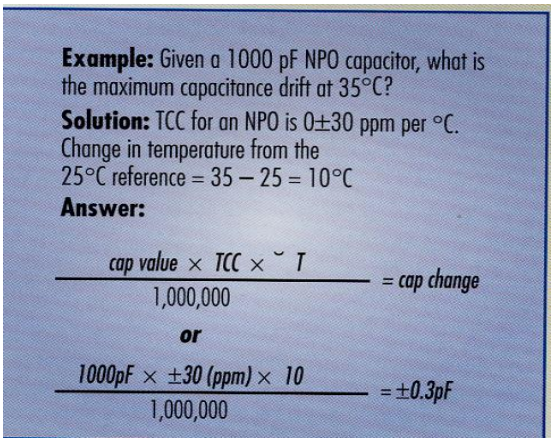
Sagedus MHz	Kondensaator	Rsd m-oomi		Rsm m-oomi		ESR m-oomi
1	180R220	145	+	7	=	152
3	180R220	48,2	+	7,8	=	56
30	180R220	4,82	+	9,18	=	14
300	180R220	0,48	+	28,51	=	29

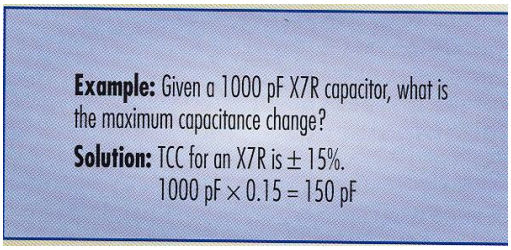
Pangem tähele, et sageduse tõustes dielektrilised kaod (kui suhe kadude ja kondensaatori reaktiivtakistuse vahel) vähenevad, kaod metallis aga suurenevad (seda eriti skin efekti tõttu sagedustel üle 30MHz).

1.1.2.3. *Kondensaatori temperatuuritegur*

Keraamilised kondensaatorid võib jagada konstruktsioonilt kahte liiki –

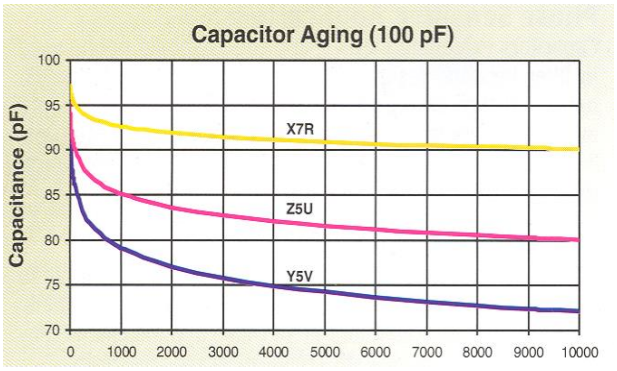
- **temperatuuristabiilsed ning väiksema erimahtuvusega** - näiteks 1000 pF kondensaatori mahtuvuse muutus 10 kraadise temperatuurimuutuse korral on +/- 0,3 pF. Neid võib kasutada võnkeringides, filtrites, kus mahtuvuse stabiilsus on oluline. Võnkeringides kasutatakse ka kindla, tavaliselt siis negatiivse temperatuuritegurigа kondensaatoreid termokompensatsiooni saavutamiseks.
- **vähem temperatuuristabiilsed, suurema erimahtuvusega** – näiteks 1000 pF kondensaatori mahtuvuse muutus on 150 pF. Neid kasutatakse lahtisidestusahelates, alalispinge tõkestamisel, kus suurem mahtuvus on oluline vahelduvsignaali paremaks läbiminekuks.





Kondensaatori temperatuuritegur tähistatakse kui TCC – Temperature Coefficient of Capasitance. Selle arvestamine on oluline alati, kui töötemperatuur on kas ülal- või allpool 25^0 C.

1.1.2.4. *Kondensaatori dielektriku vananemine*



Kõrval on toodud erinevate dielektriliste materialide elektrilise läbitavuse (kondensaatori mahtuvuse) muutused aja jooksul:

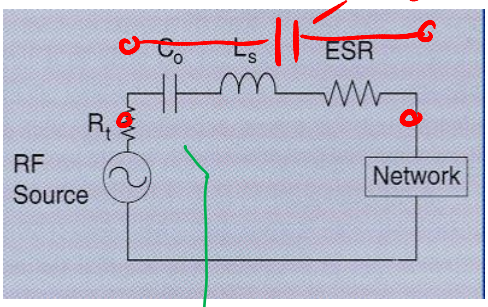
1.1.2.5. *Piesoelektriline efekt*

Osadel kondensaatorites kasutatavatel dielektrikutel ilmneb nn piseoelektriline efekt – mis tähendab, et dieelektriku elektrilisel mõjutamisel ilnevad seal mehhaanilised deformatsioonid ning vastupidi, mehhaanilisel mõjutusel (vibratsioon jms) – indutseeritakse elektromotoorjõud. Nii võivad tekkida:

- mehhaanilisest vibratsioonist tekkivad häirepinged, kõrge hüvega võnkeringides isegi resonantssageduse kõrvalekalded
- ostsillaatorite sageduslik ebastabiilsus (võnkesagedus on tavaliselt määratud võnkeringi resonantssagedusega
- heli kaasnemine impulsskeemides
- veasignaalide genereerimine impulsskeemides
- suurte signaalide korral võivad kondensaatorites tekkida neid purustavad mehhaanilised pinged.

Selliseid kondensaatoreid ei ole otstarbekas kasutada filtrites, faasinihkeahelates, sobitusahelates ega ka suurtel võimsustel.

1.1.2.6. *Efektiivne mahtuvus ja selle sõltuvus töösagedusest*



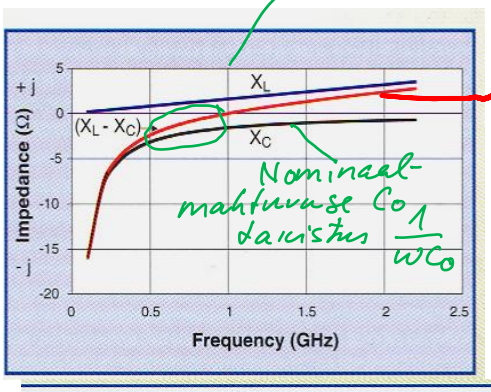
On arvamus, et piisab kondensaatori suuruse valikust, eeldades, et kondensaatori mahtuvus sagedusest ei sõltu. See on õige olukorras, kus töösagedused jäävad tugevasti alla kondensaatori omaresonantssagedusest. Kui aga sagedus läheneb resonatssagedusele, siis kondensaatori mahtuvus - mida nimetatakse siis effektiivseks mahtuvuseks C_E – suureneb võrreldunа kondensaatori nominaal – ehk algväärtusega C_0.
Niisiis, kõrgematel sagedustel on kondensaator esitatav kõrvaltoodud aseskeemina. Toodud kondensaatori kaotakistus ESR ei oma olulist mõju kondensaatori resonantsagedusele. L_S on siis kondensaatori parasiitinduktiivsus (kondensaatori viigud, omainduktiivsus).

C_0 - mahtuvus näiteks 1 MHz juures

$f_{madal} \Rightarrow C_E = C_0$

$f \uparrow \Rightarrow C_E > C_0$ kuni $f < f_{res}$; kõrgemal sagedusel läheb

f_{res}



ωL_E

$X_L - X_C$

Nominaal-mahtuvuse C_0 takistus $\frac{1}{\omega C_0}$

Toodud näites omamahtuvus C_0 on mahtuvuse väärtus sagedusel 1 MHz. Sellest märgatavatel kõrgematel sagedustel hakkab mõjuma parasiitinduktiivsuse induktiivtakistus X_L, minnes väga kõrgetel sagedustel absoluutväärtuselt suuremaks kui kondensaatori reaktiivtakistus X_C. Järgnev joonis illustreerib seda olukorda.
Näeme, et induktiivtakistus ja mahtuvustakistus muutuvad erinevate seaduspärasuste järgi ning kondensaatori kogutakistuse muutust (X_L-X_C) iseloomustav graafik on väiksema takistusega kui kondensaatori takistus. See tähendabki seda, et kondensaatori efektiivne mahtuvus C_E nendel sagedustel on suurem[7] kui nominaalne mahtuvus C_0 (veelkord - sest nüüd kondensaatori kogutakistus (X_L-X_C) on väiksem).

Kokkuvõttes saame kõrvaltoodud valemid.

Resonantssagedusel, kus kehtib võrdsus $X_L = -X_C$, on C_E mahtuvuse valem (/0-ga) määramatu.

This will yield the following equation:

$$j(\omega L_S - 1/\omega C_0) = -j\,1/\omega C_E$$
$$\omega^2 L_S - 1/C_0 = -1/C_E$$

The relationship between the operating frequency F_0 and the effective capacitance C_E can then be stated as:

$$C_E = C_0/(1 - \omega^2 L_S C_0)$$
$$C_E = C_0/1 - (2\pi F_0)^2 L_S C_0$$

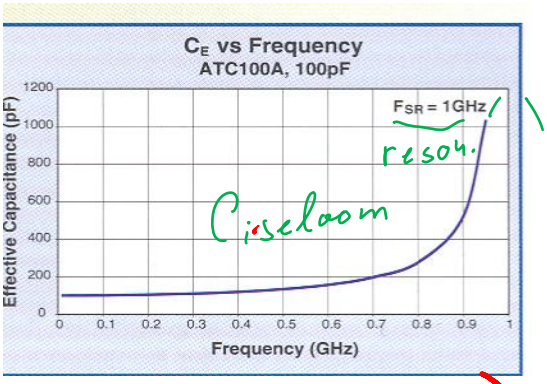
Where:

C_E = Effective Capacitance at the application frequency, (F_0)
C_0 = Nominal Capacitance at 1 MHz
L_S = Parasitic Inductance, (Ω)
F_0 = Operating Frequency, (Hz)

[7] Seda siiski olukordades, kus kondensaatorit kasutatakse signaalisageduse ülekandeks või mahasurumiseks. Näiteks järjestikvõnkeringides, kus esineb ka induktiivsus – lisandub kondensaatori parasiitinduktiivsus X_L lihtsalt olemasolevale võnkeringi induktiivsusele.

Näide 3. Vaatleme kondensaatorit 100pF seeriast ATC 100A.

Arvutada efektiivne mahtuvus sagedustel 10MHz, 100MHz, 500MHz, 900MHz ja 950MHz. Alljärgnevalt on toodud tulemid:



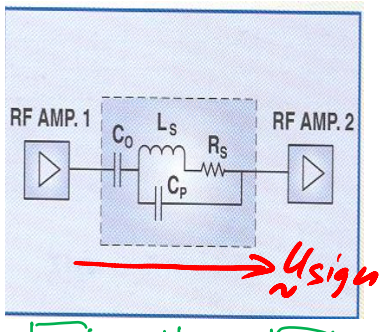
Operating Frequency (MHz)	Effective Capacitance (C_E), pF	Impedance, (Ω)
10	100.01	0.013 – j 159.13
100	101.01	0.023 – j 15.76
500	133.34	0.051 – j 2.38
900	526.29	0.069 – j 0.337
950	1025.53	0.070 – j 0.168

Siin ca 10 X kasv.

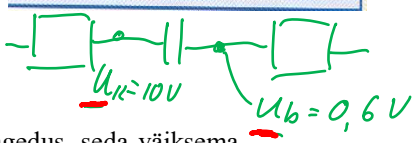
Lisame märkuse – et kondensaator, töötades alla oma resonantssagedust (toodud näites on selleks 1GHz) – saame mahtuvusliku iseloomuga takistuse – üle selle aga võtab **kondensaatori** takistus **induktiivse** iseloomu!

1.1.2.7. *Kondensaatorite rakendused*

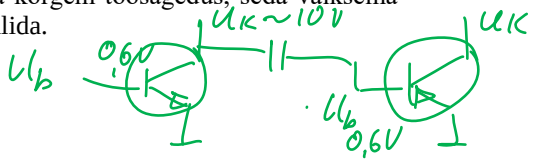
A. Kondensaator astmetevahelises sidestuses ja alalispingeahela blokeerimises (katkestamises).



Vaatleme siin olukorda, kus signaal[8] tuleb üle kondensaatori kanda ühe astme väljundist teise astme sisendisse. Kuna sidestus toimub üle kondensaatori, siis on seal katkestatud ühtlasi alalispinge ülekanne (vt ka kõrvalolevat skeemi). Siin on sisse toodud veel kondensaatori paralleelne viikudevaheline parasiitmahtuvus C_P, mille suhtes saab arvutada ka kondensaatori paralleel-resonantssageduse FPR



Sidestuskondensaatori valikul tuleb arvestada töösagedust. Mida kõrgem töösagedus, seda väiksema mahtuvus ja kõrgem kondensaatori omaresonantssagedus tuleb valida.



Need suurused on samatüübilistel kondensaatoritel ka omavahelises sõltuvuses. Allpool toodud tabel annab pildi valikul arvestatavatest parameetritest:

järjestikresonantssagedus

järj. ekv. takistus

signaalisageduses

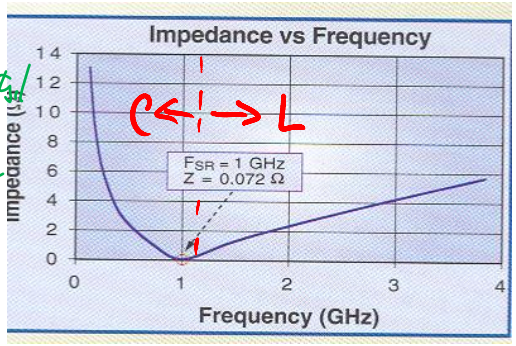
Frequency (MHz)	Device Options	FSR (MHz)	Insertion Loss S21 (dB)	ESR (ohms)	Package Size
900	100A101 – 100 pF	1000	< 0.1	0.072	55 mil x 55 mil
	600S101 – 100 pF	1340	< 0.1	0.070	0603
1900	100A270 – 27 pF	1870	< 0.1	0.161	55 mil x 55 mil
	600S560 – 56 pF	1890	< 0.1	0.085	0603
2400	100A160 – 16 pF	2410	< 0.1	0.218	55 mil x 55 mil
	600S390 – 39 pF	2340	< 0.1	0.140	0603

[8] Signaali all siin ja edaspidi mõtleme ikka kõrgsageduslikku vahelduvpinget.

Me näeme, et töösageduse tõustes valitakse ka kõrgem kondensaatori järjestik-resonantssagedus FSR[9], väikseim takistus saadakse siis, kui töösagedus võrdub järjestikresonantssagedusega. Siis takistus võrdub kondensaatori kaotakistusega ESR. Samas – kui töösagedus võrdub kondensaatori paralleeresonantssagedusega – siis tema takistus on väga kõrge (tuletagem meelde järjestik – ja paralleelvõnkeringide eripära!). Igal juhul tuleb arvestada kondensaatori valikul ka võimaliku paralleelresonantsi[10] nähtusega.
Vaatleme siis kondensaatori takistuse valemit (paralleelresonantsi arvestamata):

$$Z_C = \sqrt{(ESR)^2 + (X_L - X_C)^2}$$

Allpool on toodud näide selle takistuse sageduslikust sõltuvusest. Nagu varem öeldud, allpool resonantssagedust on takistuse iseloom mahtuvuslik, ülalpool – induktiivne.





Sidestuskondensaatori valikul on üheks oluliseks parameetriks kondensaatori poolt signaaliahelasse sissetoodavad kaod (S_{21}) ehk kaod signaali edastamisel sisendi poolt koormuse poole. Ülalpool toodud graafik näitab kadude olulist suurenemist erinevate parasiitsete paralleelresonantside tõttu.

- Graafikus esimene paralleelresonants sagedusel 1,6 GHz vastab kondensaatorile ATC100!101 (100pF), kui kasutatakse montaaži, kus kondensaatori plaadid on paralleelsed maandatud montaazplaadiga ehk n.ö. tasapinnalist montaaži. Seega töösagedusteks siin saavad olla sagedused kuni 1,5 GHz. Tavaliselt on see paralleel-resonantssagedus ca kahekordne järjestikresonantsagedus.
- Kasutades plaatide ristiasetust tuleb esimene paralleelresonants alles sagedusel 2,6 MHz, mis võimaldab kondensaatori efektiivset tööd kuni sageduseni 2,4 GHz.

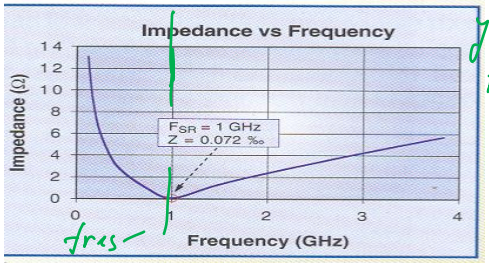
Siinjuures võib välja tuua ka kondensaatori hüveteguri valemi.

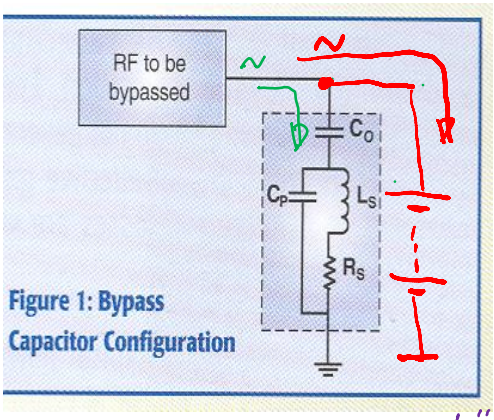
$$Q = \frac{|X_C - X_L|}{ESR} .$$

.

B. *Kondensaator signaaliahela lühistajana (signaali mahasurujana).*

Siin täidab siis kondensaator signaali maandamise rolli – selleks, et signaal ei suunduks mujale (näiteks toiteahelatesse). Ka siin on analoogselt sidestusülesandele on vaja pöörata tähelepanu töösageduse ja resonatssageduste vahekordadele, tagamaks minimaalsed kaod signaali lühistamisel.

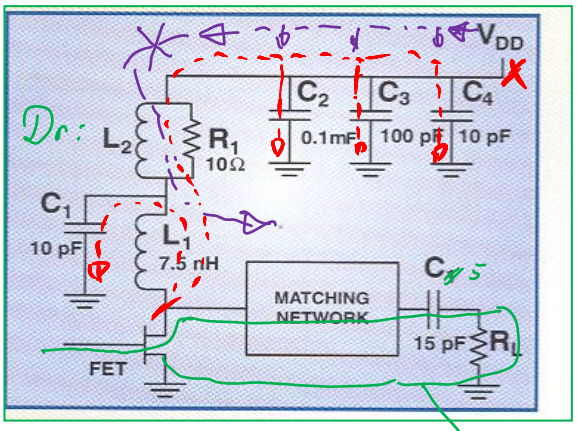




[9] . FSR – tähistab siis järjestikresonantssagedust L_S ja C_0 vahel.
[10] Paralleelresonantssagedus sõltub suuresti ka kondensaatori skeemi ühendamisest, viikude , vooluribade pikkusest ja asetusest.

Nii kaod kui ka kogutakistus peaksid olema avaldatud signaalisagedusel. Ülal on toodud aseskeem.

Näide 4. Väljatransistorvõimendi toitepingeahela lahtisidestus signaaliahelast.



Vaatleme reaalset skeemi, kus toiteploki paremaks lahtisidestuseks kasutatakse toiteplokiga paralleelselt kolme vahelduvsignaali šunteerivat kondensaatorit C_2, C_3, C_4 signaalide mahasurumiseks, millised on tekitatud näiteks impulstoiteallikast[11] endast või satuvad toiteahelasse teiste astmete kaudu või ka selle kasuliku, väljatransistori neelul tekkinud signaali selle vähese osa täiendavaks mahasurumiseks mis on jõudnud läbida ahelat L_2, R_1.

Vaadeldavas astmes aga kasutatakse kondensaatorit C_1 selleks, et tagada väljatransitori neelul oleva signaali signaliahela sulgumine transistori väljundis **enne toiteplokki.**

Laskumata siin võimendi tööpõhimõttesse – konstanteerime, et voolu tekkeks nii signaaliahelas kui ka toiteahelas peavad tekkima suletud vooluahelad. Nood vooluahelad jagunevad vajalikeks ja parasiitseteks. Vältimaks ebasoovitavaid kõrgsageduslikke sidestusi kas samas astmes või siis ka teiste astmetega üleliigsete vooluringide tekke tõttu peaksid **signaaliahelad sulguma võimalikult lühikest teed pidi**. Ka on oluline, et signaaliahelas ei tekiks üleliigseid kadusi – mis vähendavad kasuliku signaali ülekannet, seda eriti suurematel võimsustel. Samuti võivad täiendavad kaod muuta võimendi selektiivseid omadusi.

Niisiis, on oluline, et kondensaator C_1 omaks signaalisagedusel võimalikult väikest takistust X_C, et vältida signaali sattumist toiteahelasse, induktiivsus L_1 aga võimalikult suurt takistust selleks, et ikkagi enamus signaalivoolust suunduks üle sobitusahela koormusele R_L.

Ka siin on kondensaatori väikseim takistus tema mahtuvuse C_0 ja omainduktiivsuse L_S vahelisel järjestikresonantsagedusel, võrdudes siis lõpptulemusena kaotakistusega ESR: $Z_C = \sqrt{(ESR)^2 + (X_L - X_C)^2}$.

Järelikult tuleks valida kondensaatori omaresonantssagedus signaalisagedusele võimalikult lähedale. Tavaliselt eeldatakse,et takistust suurendav paralleelresonants tekib umbes kahekordsel järjestikresonantssagedusel – millega tuleb arvestada kui töösagedus hakkab ületama järjestikresonantssagedust.

Kondensaatorite muud rakendused võnkeringides, filtrites, sobitusahelates – vaadeldakse vastavates alajaotustes

1.1.2.8. Trükkskeemi ribadevaheline mahtuvus

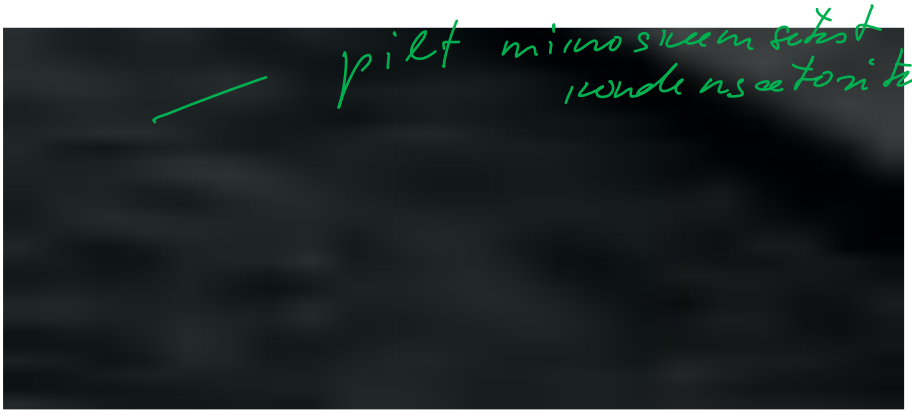
Trükkskeemi ribade omavahelise või maa suhtes tekkiva parasiitmahtuvuse hindamiseks võib soovitada valemit $C = 0{,}08842KS/d$, kus

S – *tekkiva kondensaatori ühe plaadi pindala* cm^2;

d – *plaatide vahemik, cm*;

K – *dielektriline konstant* (*õhu* $K = 1$, *fiiber* $K = 4\ldots5$).

1.1.2.9. . Näitlik kataloog



[11] Nii näiteks võib impulsstoiteallikas tekitada häireid alates suhteliselt madalast taktsagedusest (mõnikümmend kuni mõnisada kHz) kuni impulsside järskudest frontidest tingitud väga kõrgete sagedusteni. Viimase maksimumpiir on arvututav orienteeruvalt seose $0{,}35/P_E$ abil, kus P_E on impulsi esi-või tagafrondi kestvus. Nii näiteks 1,5 nanosekundine front tekitab häired kuni 233MHz-ni.

Tabel 1

DIELECTRIC CODE	CONSTANT (K)	TEMPERATURE COEFFICIENT	TEMPERATURE RANGE	DISSIPATION FACTOR / FREQ.	INSULATION RESISTANCE	TEST COND.	AVAILABLE TOLERANCES
C	23	0 ± 30 ppm	-55°C to +125°C	< 0.15%/1MHz	> 1000 GΩ	1	F,G,J,K (A-D)
K	37	0 ± 30 ppm	-55°C to +125°C	< 0.15%/1MHz	> 1000 GΩ	1	F,G,J,K (A-D)
N	80	0 ± 30 ppm	-55°C to +125°C	< 0.15%/1MHz	> 1000 GΩ	1	F,G,J,K (A-D)
U	120	-750 ± 120 ppm	-55°C to +125°C	< 0.25%/1MHz	> 1000 GΩ	1	J,K (B-D)
V	160	-1500 ± 300 ppm	-55°C to +125°C	< 0.25%/1MHz	> 1000 GΩ	1	J,K (B-D)
R	280	-2200 ± 500 ppm	-55°C to +125°C	< 0.25%/1MHz	> 1000 GΩ	1	J,K (B-D)
L	350	-3300 ± 500 ppm	-55°C to +125°C	< 1.50%/1MHz	> 1000 GΩ	1	J,K,M (B-D)
D	600	± 10%	-55°C to +125°C	< 2.50%/1KHz	> 100 GΩ	2	J,K,M
B	1200	± 10%	-55°C to +125°C	< 2.50%/1KHz	> 100 GΩ	2	J,K,M
W	2000	± 10%	-55°C to +125°C	< 2.50%/1KHz	> 100 GΩ	2	J,K,M
X	2700	± 10%	-55°C to +125°C	< 2.50%/1KHz	> 100 GΩ	2	J,K,M
T	4000	± 15%	-55°C to +125°C	< 2.50%/1KHz	> 100 GΩ	2	J,K,M
Z	8000	+22% -56%	+10°C to +85°C	< 4.00%/1KHz	> 10 GΩ	2	M,Z
Y	12000	+22% -82%	-30°C to +85°C	< 4.00%/1KHz	> 10 GΩ	2	M,Z

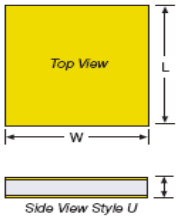
Dielektriku tähistused. Vt ka erinevate dielektrikute temperatuurisõltuvusi

Dielektriline konstant (tavaliselt tähistatakse kui ε)

Lubatud mahtuvuste kõrvelekallete tähistused (vt allpool tellimisreeglist (how to order) tulp B)

ε ↑ ⇒ t° tõus ↑ kg.

U-Series Standard Single Layer Capacitors



SIZE	U10	U12	U15	U20	U25	U30	U35	U50	U70	U90
W +.001" -.003" (mm)	.010 (0.25)	.012 (0.30)	.015 (0.38)	.020 (0.51)	.025 (0.64)	.030 (0.76)	.035 (0.89)	.050 (1.27)	.070 (1.78)	.090 (2.29)
L MAX. (mm)	.010 (0.25)	.015 (0.38)	.020 (0.51)	.020 (0.51)	.030 (0.76)	.030 (0.76)	.040 (1.02)	.060 (1.52)	.080 (2.03)	.100 (2.54)
T(50V) ±.001" (mm)	.004 (0.10)	.004 (0.10)	.004 (0.10)	.004 (0.10)	.004 (0.10)	.004 (0.10)	.004 (0.10)	.004 (0.10)	.004 (0.10)	.004 (0.10)
T(100V) ±.001" (mm)	.006 (0.15)	.006 (0.15)	.006 (0.15)	.006 (0.15)	.006 (0.15)	.006 (0.15)	.006 (0.15)	.006 (0.15)	.006 (0.15)	.006 (0.15)
Contact factory for other sizes, values or configurations										

CAPACITANCE		U10	U12	U15		U20		U25		U30		U35		U50	U70	U90	CAPACITANCE	
CODE	VALUE	50V	50V	50V	100 V	50V	100 V	50V	100 V	50V	100 V	50V	100V	100V	100V	100V	CODE	VALUE
0R1	0.1 pF	C															0R1	0.1 pF
0R2	0.2 pF	K	C		C												0R2	0.2 pF
0R3	0.3 pF	N	K	C	K		C										0R3	0.3 pF
0R4	0.4 pF	N	N	K	K	C	C		C								0R4	0.4 pF
0R5	0.5 pF	U	N	K	N	C	K		C								0R5	0.5 pF
0R6	0.6 pF	V	N	K	N	C	K	C	C				C				0R6	0.6 pF
0R7	0.7 pF	V	N	N	N	K	K	C	K		C		C				0R7	0.7 pF
0R8	0.8 pF	V	U	N	N	K	N	C	K		C		C				0R8	0.8 pF
0R9	0.9 pF	R	V	N	U	K	N	C	K	C	C		C				0R9	0.9 pF
1R0	1.0 pF	R	V	N	U	K	N	K	K	C	K		C	C			1R0	1.0 pF
1R1	1.1 pF	R	V							C	K	C	C	C			1R1	1.1 pF
1R2	1.2 pF	R	V							C	K	C	C	C			1R2	1.2 pF
1R3	1.3 pF	R	V							C	K	C	K	C			1R3	1.3 pF
1R4	1.4 pF	L	V							K	K	C	K	C			1R4	1.4 pF
1R5	1.5 pF	L	V							K	K	C	K	C			1R5	1.5 pF
1R6	1.6 pF	L	R							K	N	C	K	C			1R6	1.6 pF
1R7	1.7 pF	L	R							K	N	C	K	C			1R7	1.7 pF
1R8	1.8 pF	L	R							K	N	K	K	C			1R8	1.8 pF
1R9	1.9 pF	L	R	V	R	N	U	N	N	K	N	K	K	C			1R9	1.9 pF
2R0	2.0 pF	D	R	V	R	N	U	N	N	K	N	K	K	K			2R0	2.0 pF
2R1	2.1 pF	D	L	V	R	N	V	N	N	K	N	K	K	K	C		2R1	2.1 pF
2R2	2.2 pF	D	L	V	R	U	V	N	U	K	N	K	N	K	C		2R2	2.2 pF
2R4	2.4 pF	D	L	V	R	U	V	N	U	K	N	K	N	K	C		2R4	2.4 pF
2R7	2.7 pF	D	L	R	L	U	V	N	U	N	N	K	N	K	C	C	2R7	2.7 pF
3R0	3.0 pF	D	L	R	L	U	V	N	U	N	N	K	N	K	C	C	3R0	3.0 pF
3R3	3.3 pF	D	L	R	L	V	R	N	V	N	U	K	N	K	C	C	3R3	3.3 pF
3R6	3.6 pF	D	D	R	L	V	R	U	V	N	U	K	N	K	C	C	3R6	3.6 pF
3R9	3.9 pF	B	D	R	L	V	R	U	V	N	U	N	N	N	C	C	3R9	3.9 pF
4R3	4.3 pF	B	D	R	D	V	R	U	V	N	V	N	N	N	C	C	4R3	4.3 pF
4R7	4.7 pF	B	D	L	D	R	R	U	R	N	V	N	N	N	K	C	4R7	4.7 pF
5R1	5.1 pF	B	D	L	D	R	R	V	R	U	V	N	U	N	K	C	5R1	5.1 pF
5R6	5.6 pF	B	D	L	D	R	L	V	R	U	V	N	U	N	K	K	5R6	5.6 pF
6R2	6.2 pF	B	D	D	D	R	L	V	R	U	V	N	V	N	K	K	6R2	6.2 pF
6R8	6.8 pF	B	B	D	D	R	L	R	R	V	R	N	V	N	K	K	6R8	6.8 pF
7R5	7.5 pF	W	B	D	D	R	D	R	L	V	R	U	V	N	K	K	7R5	7.5 pF
8R2	8.2 pF	W	B	D	B	L	D	R	L	V	R	U	V	N	N	K	8R2	8.2 pF
9R1	9.1 pF	W	B	D	B	L	D	R	L	V	R	U	R	N	N	N	9R1	9.1 pF
100	10 pF	X	B	D	B	L	D	R	L	R	L	V	R	V	N	N	100	10 pF

Erinevate isolatsioonimaterialide tähistused C....Y. Vt ka tabel ülal (Label 1)

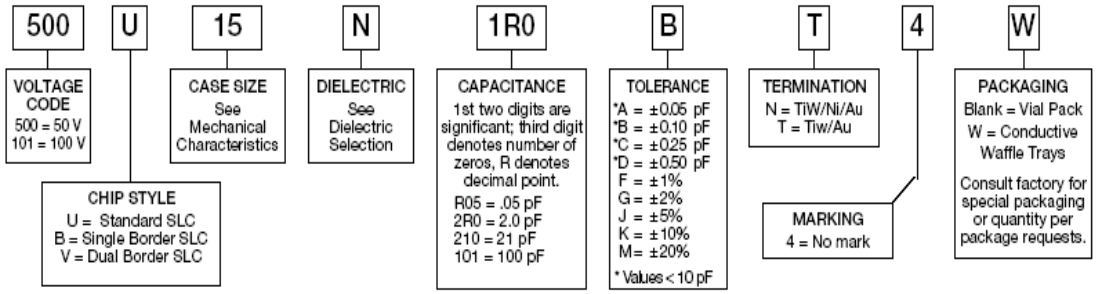
Color breaks used to highlight changes in dielectric material, letters indicate the specific material

CAPACITANCE		U10	U12	U15		U20		U25		U30		U35		U50	U70	U90	CAPACITANCE	
CODE	VALUE	50V	50V	50V	100 V	50V	100 V	50V	100 V	50V	100 V	50V	100V	100V	100V	100V	CODE	VALUE
100	10 pF	X	B	D	B	L	D	R	L	R	L	V	R	V	N	N	100	10 pF
120	12 pF	X	W	B	B	D	D	L	D	R	L	V	R	V	N	N	120	12 pF
150	15 pF	T	W	B	W	D	B	L	D	R	L	R	L	V	N	N	150	15 pF
180	18 pF	T	W	B	W	D	B	D	D	L	D	R	L	V	V	N	180	18 pF
200	20 pF	T	X	W	W	D	B	D	D	L	D	R	D	R	V	N	200	20 pF
220	22 pF	T	X	W	X	B	B	D	B	L	D	R	D	R	V	N	220	22 pF
270	27 pF	Z	T	W	X	B	W	D	B	D	D	L	D	R	V	U	270	27 pF
330	33 pF	Z	T	X	T	B						L	D	L	R	U	330	33 pF
390	39 pF	Z	T	X	T	W						D	B	L	R	V	390	39 pF
470	47 pF	Y	Z	T	T	W						D	B	D	R	V	470	47 pF
500	50 pF	Y	Z	T	Z	W						D	B	D	R	V	500	50 pF
510	51 pF	Y	Z	T	Z	W						D	B	D	R	R	510	51 pF
560	56 pF	Y	Z	T	Z	X						D	B	D	R	R	560	56 pF
680	68 pF		Z	Z	Z	X						B	W	D	L	R	680	68 pF
820	82 pF		Y	Z	Y	T	Z	W	T	B	X	B	X	B	D	R	820	82 pF
101	100 pF		Y	Z	Y	T	Z	X	T	W	X	B	X	B	D	L	101	100 pF
121	120 pF			Y	Y	T	Z	T	T	W	T	W	X	B	D	D	121	120 pF
151	150 pF			Y		Z	Y	T	Z	X	T	W	X	B	B	D	151	150 pF
181	180 pF			Y		Z	Y	T	Z	T	T	W	T	W	B	D	181	180 pF
201	200 pF					Z	Y	Z	Z	T	Z	X	T	W	B	B	201	200 pF
221	220 pF					Y	Y	Z	Z	T	Z	X	T	W	B	B	221	220 pF
271	270 pF					Y		Z	Y	T	Z	T	Z	X	W	B	271	270 pF
331	330 pF					Y		Y	Y	Z	Z	T	Z	X	W	W	331	330 pF
391	390 pF							Y		Z	Y	T	Z	T	X	W	391	390 pF
471	470 pF							Y		Z	Y	Z	Y	T	X	W	471	470 pF
561	560 pF							Y		Y		Z	Y	T	T	X	561	560 pF
681	680 pF									Y		Z	Y	Z	T	X	681	680 pF
821	820 pF											Y		Z	T	X	821	820 pF
102	1000 pF											Y		Z	T	T	102	1000 pF
122	1200 pF													Y	Z	T	122	1200 pF
152	1500 pF													Y	Y	Z	152	1500 pF
182	1800 pF														Y	Z	182	1800 pF
202	2000 pF														Y	Z	202	2000 pF
252	2500 pF														Y	Y	252	2500 pF
402	4000 pF															Y	402	4000 pF

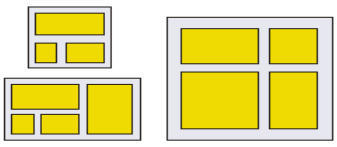
Erinevate isolatsioonimaterialide tähistused C....Y. Vt ka tabel ülal

Color breaks used to highlight changes in dielectric material, letters indicate the specific material

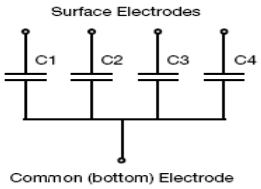
How to Order U, V, & B Series



F-Series SLC Binary Arrays



The F-Series SLC binary arrays feature three or four surface capacitance pads of different values which are in parallel. By connecting wire bonds in various combinations, many different capacitance tuning values are possible.

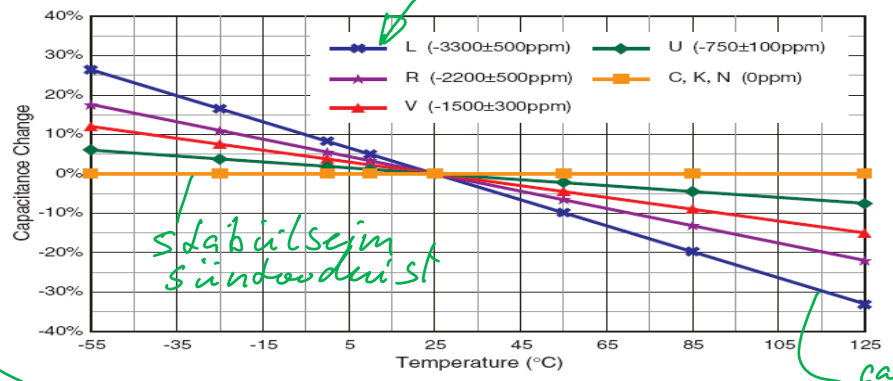


SIZE CODE	W ±.001	L NOM.	T ±.001	CAPACITANCE C1	C2	C3	C4	PART NUMBER
F15	0.015	0.015	0.004	0.075	0.150	0.300		500F15NR08MT3
F15	0.015	0.015	0.006	0.100	0.200	0.400		101F15VR08MT3
F20	0.020	0.020	0.006	0.100	0.200	0.400		101F20N0R1MT3
F20	0.020	0.020	0.006	0.200	0.400	0.800		101F20V0R2MT3
F20	0.020	0.020	0.008	0.380	0.750	1.500		101F20RR38KT3
FDG	0.020	0.035	0.006	0.190	0.380	0.750	1.50	101FDGU1R5KT4
FDG	0.020	0.035	0.008	0.380	0.750	1.500	3.00	101FDGR3R0KT4
F25	0.025	0.025	0.004	0.075	0.150	0.300		500F25CR08MT3
F25	0.025	0.025	0.006	0.200	0.400	0.800		101F25N0R2MT3
F25	0.025	0.025	0.006	0.400	0.800	1.600		101F25V0R4MT3
F35	0.035	0.035	0.006	0.100	0.200	0.400		101F35C0R1MT3
F35	0.035	0.035	0.006	0.400	0.800	1.600		101F35N0R4MT3
F40	0.039	0.039	0.0075	0.500	1.000	2.000	4.000	101F40V0R5MT4
F**	Contact factory for other sizes, values or configurations							

Toome vaikond tabeli 1:

DIELECTRIC CODE	CONSTANT (K)	TEMPERATURE COEFFICIENT	TEMPERATURE RANGE	DISSIPATION FACTOR / FREQ.	INSULATION RESISTANCE	TEST COND.	AVAILABLE TOLERANCES
C	23	0 ± 30 ppm	-55°C to +125°C	< 0.15%/1MHz	> 1000 GΩ	1	F,G,J,K (A-D)
K	37	0 ± 30 ppm	-55°C to +125°C	< 0.15%/1MHz	> 1000 GΩ	1	F,G,J,K (A-D)
N	80	0 ± 30 ppm	-55°C to +125°C	< 0.15%/1MHz	> 1000 GΩ	1	F,G,J,K (A-D)
U	120	-750 ± 120 ppm	-55°C to +125°C	< 0.25%/1MHz	> 1000 GΩ	1	J,K (B-D)
V	160	-1500 ± 300 ppm	-55°C to +125°C	< 0.25%/1MHz	> 1000 GΩ	1	J,K (B-D)
R	280	-2200 ± 500 ppm	-55°C to +125°C	< 0.25%/1MHz	> 1000 GΩ	1	J,K (B-D)
L	350	-3300 ± 500 ppm	-55°C to +125°C	< 1.50%/1MHz	> 1000 GΩ	1	J,K,M (B-D)
D	600	± 10%	-55°C to +125°C	< 2.50%/1KHz	> 100 GΩ	2	J,K,M
B	1200	± 10%	-55°C to +125°C	< 2.50%/1KHz	> 100 GΩ	2	J,K,M
W	2000	± 10%	-55°C to +125°C	< 2.50%/1KHz	> 100 GΩ	2	J,K,M
X	2700	± 10%	-55°C to +125°C	< 2.50%/1KHz	> 100 GΩ	2	J,K,M
T	4000	± 15%	-55°C to +125°C	< 2.50%/1KHz	> 100 GΩ	2	J,K,M
Z	8000	+22% -56%	+10°C to +85°C	< 4.00%/1KHz	> 10 GΩ	2	M,Z
Y	12000	+22% -82%	-30°C to +85°C	< 4.00%/1KHz	> 10 GΩ	2	M,Z

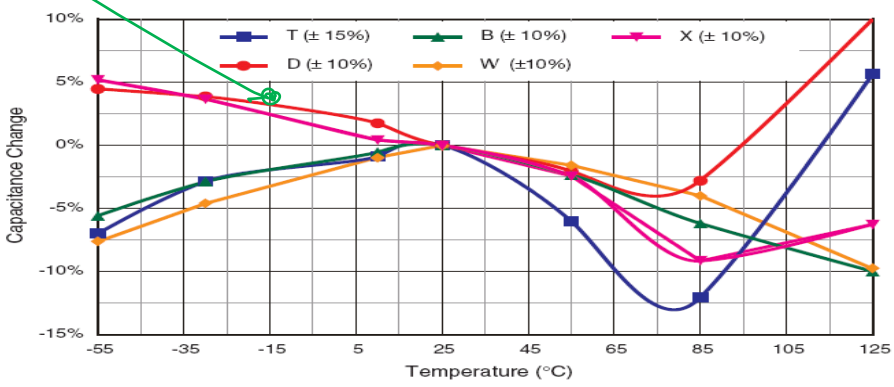
SLC TEMPERATURE CHARACTERISTICS



stabiilsejm siinoodanist

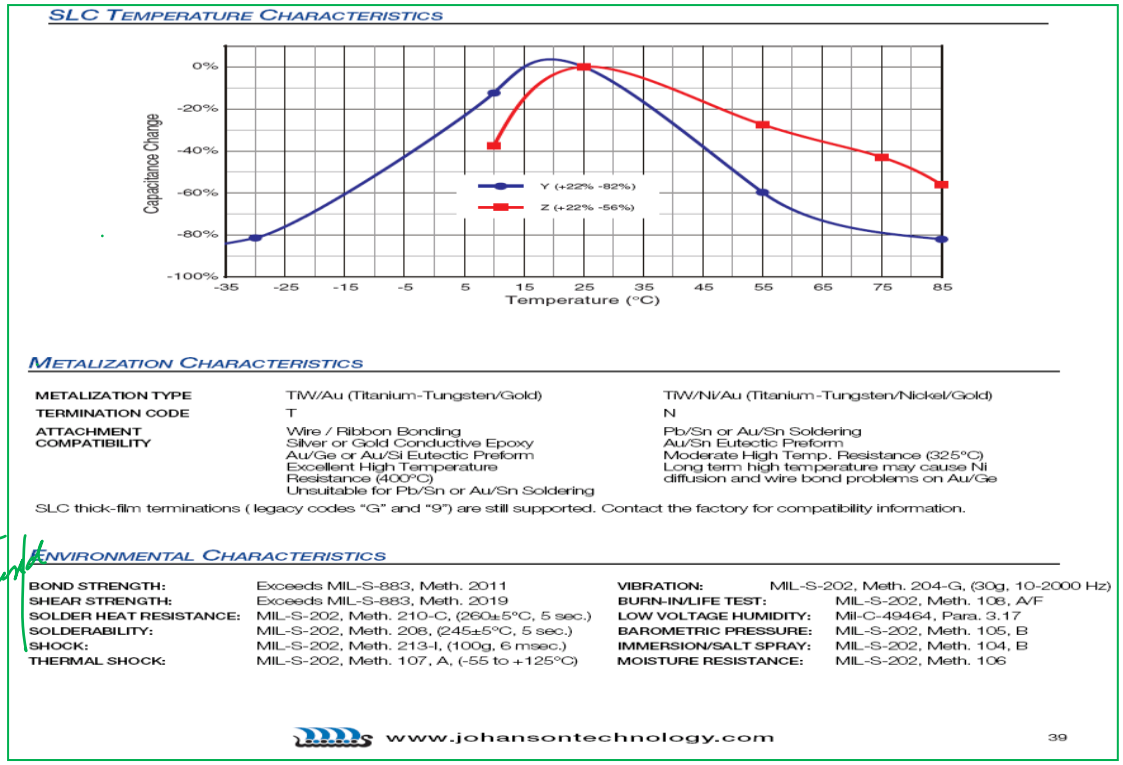
singed

ca 30%/100Kneeldile



Erinevad kõrvalekalded,
erinevad karakteristikute kujud.

C-d: Viimased, Y ja Z dielementide näited:



SLC TEMPERATURE CHARACTERISTICS

METALIZATION CHARACTERISTICS

METALIZATION TYPE	TiW/Au (Titanium-Tungsten/Gold)	TiW/Ni/Au (Titanium-Tungsten/Nickel/Gold)
TERMINATION CODE	T	N
ATTACHMENT COMPATIBILITY	Wire / Ribbon Bonding Silver or Gold Conductive Epoxy Au/Ge or Au/Si Eutectic Preform Excellent High Temperature Resistance (400°C) Unsuitable for Pb/Sn or Au/Sn Soldering	Pb/Sn or Au/Sn Soldering Au/Sn Eutectic Preform Moderate High Temp. Resistance (325°C) Long term high temperature may cause Ni diffusion and wire bond problems on Au/Ge

SLC thick-film terminations (legacy codes "G" and "9") are still supported. Contact the factory for compatibility information.

Kasutus-tingimused

ENVIRONMENTAL CHARACTERISTICS

BOND STRENGTH:	Exceeds MIL-S-883, Meth. 2011	VIBRATION:	MIL-S-202, Meth. 204-G, (30g, 10-2000 Hz)
SHEAR STRENGTH:	Exceeds MIL-S-883, Meth. 2019	BURN-IN/LIFE TEST:	MIL-S-202, Meth. 108, A/F
SOLDER HEAT RESISTANCE:	MIL-S-202, Meth. 210-C, (260±5°C, 5 sec.)	LOW VOLTAGE HUMIDITY:	Mil-C-49464, Para. 3.17
SOLDERABILITY:	MIL-S-202, Meth. 208, (245±5°C, 5 sec.)	BAROMETRIC PRESSURE:	MIL-S-202, Meth. 105, B
SHOCK:	MIL-S-202, Meth. 213-I, (100g, 6 msec.)	IMMERSION/SALT SPRAY:	MIL-S-202, Meth. 104, B
THERMAL SHOCK:	MIL-S-202, Meth. 107, A, (-55 to +125°C)	MOISTURE RESISTANCE:	MIL-S-202, Meth. 106

www.johansontechnology.com 39

1.1.2.10. Kondensaatorite kokkuvõtteks

Kondensaatori valikul tuleb pöörata tähelepanu lisaks mahtuvusele:

1. Kondensaatori töösagedusele, mis on määratud nii kondensaatori kadudega, resonantsageduste kui ka kondensaatori konstruktsiooni ja väljaviikudega.
2. Tööpingele.
3. Võimsusskeemides ka kondensaatorile lubatud reaktiivvõimsusele.
4. Kaod kondensaatoris on võrdelised kondensaatori dieelektriliste kadudega Rsd ja kadudega metallis Rsm..
5. Suvalises kõrgsagedust sildavas lülituses tuleb kondensaator valida võimalikult lühikeste viikudega viikude induktiiv- ja aktiivtakistuse vähendamiseks.
6. Selektiivsetes skeemides tuleb valida kondensaatoreid nende temperatuuritegurite järgi. Kondensaatori temperatuuritegur - arvestades, et tavaliselt on induktiivsuse temperatuuritegur positiivne - peab siis olema negatiivne.

Senised seosed kokkuvõtlikult:

elu. jäänj. dominus

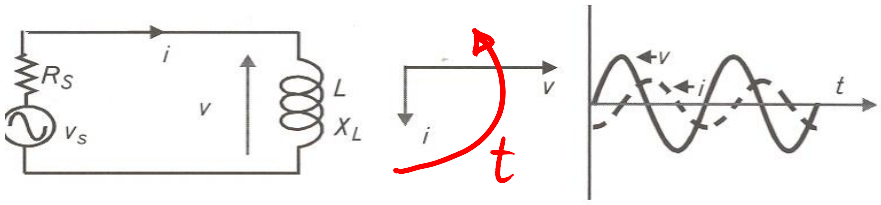
- Kaod olid väljendatud kui dielektriliste kadude ja kadudega metallis: ESR=Rsd+Rsm
- Hüvetegur $Q = \frac{|X_C - X_L|}{ESR}$;
- Kogutakistus $Z_C = \sqrt{(ESR)^2 + (X_L - X_C)^2}$.
- Järjestikresonantssagedus $F_{SR} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_S C_0}}$;

Paralleelresonantssagedus sõltub ka kondensaatorivälistest teguritest, olles plaatide paralleelasetusega maa suhtes ca kahekordne järjestikresonantsagedus.

Ja ärgem unustagem, et kondensaatori takistus vahelduvvoolul on pöördvõrdeline töösagedusega: $X_C = \frac{1}{\omega C}$.

1.1.3. Induktiivpool

1.1.3.1. Põhivalemid ja -seosed



Induktiivsusel salvestatud energia avaldub $W = I^2 L/2$, pinge $u(t) = di(t)/dt$. Oluliseks pooli parameetriks on hüve

$$Q = \omega L / r_L,$$

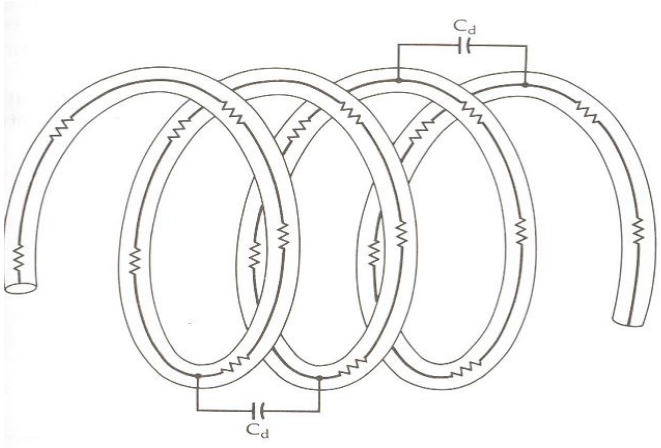
kus r_L *on pooli aktiiv – ehk kaotakistus (järjestik – aseskeemi järgi võetuna).*

Tuleb meeles pidada, et:

1. Pooli kaotakistus r_L on sagedusest sõltuv suurus.
2. Ferromagneetikust südamiku korral tuleb arvestada pooli kadudega, millised on tingitud pöörisvooludest südamikus (nn. eddy voolud). Ainsaks retseptiks siin on kõrge eritakistusega südamikumaterjalide kasutamine.
3. Kaod tekivad ka südamiku hüstereesinähtusest: südamik töötab vastu enda magnetilise polaarsuse muutmistele.
4. Ferromagneetiku põhiparameetriteks on
   a) tema magnetiline läbitavus μ (alg- ja diferentsiaalne)[12], $\mu = B/H$
   b) lubatud magnetiline induktsioon, mille ületamisel südamik küllastub.
5. Kui südamikku läbib lisaks vahelduvvoolulu veel voolu alaliskomponent, tuleb arvestada ka viimase mõju südamiku küllastamisele (induktiivsuse vähenemist südamiku magnetilise läbitavuse vähenemise tõttu).

Täpsemaid käsiraamatulisi andmeid ja nomogramme induktiivsuste arvutamiseks võib leida näiteks raamatutest [5, L5].

1.1.3.2. Reaalse induktiivsuse aseskeem

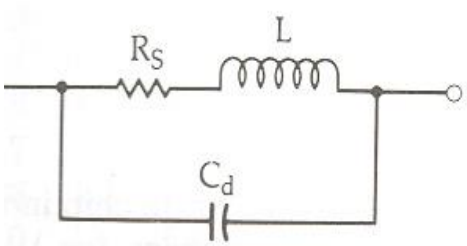


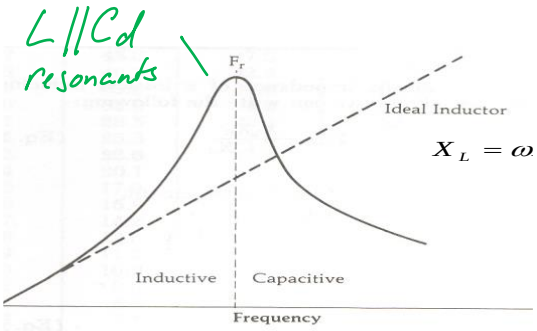
Nagu kondensaatorgi, pole induktiivsus samuti vaadeldav ideaalsena – sisaldades parasiitsuurusi.
Näeme kõrvaltoodud joonisel, et ta koosneb üle mähise jaotatud suurustest:

- jaotatud takistusest
- jaotatud keerdudevahelisest mahtuvusest.

[12] Pooli induktiivsus on esimeses lähenduses võrdeline keerdude arvu ruuduga – sest iga keeru induktiivuse lisandumisel lisandub ka keerdudevaheline vastastikkune induktiivsus. Magnetmaterjalist pooli südamiku korral suureneb pooli induktiivsus võrdeliselt magnetilise läbitavusega.

Jättes jaotatud parameetritega ahelate vaatluse edaspidiseks, käsitleme siin induktiivsust allpool toodud aseskeemiga, kus jaotatud suurused on kujutatud koondatud kaotakistusena (originaalis tähistatud kui R_S, konspektis mujal kui r_L) , ja –parasiitmahtuvusena C_d.





Nii näemegi, et keerdudevaheline mahtuvus C_d moodustab induktiivsusega koos paralleelvõnkeringi, järgmiste omadustega:

- resonantssagedus on siis kõrvaltoodud graafikus sagedus F_r.
- madalatel sagedustel langevad induktiivsuse reaalne ja ideaalne kujutis kokku,
- sageduse kasvades ilmneb parasiitmahtuuse mõju ühe enam, muutes resonantsagedusest kõrgemas osas induktiivsuse hoopis mahtuvuseks (mahtuvus hakkab selles paralleelvõnkeringis siis domineerima).
- kui soovime saavutada induktiivsuselt maksimaalset takistust – oleks soovitav valida induktiivpooli resonantssagedus jällegi töösageduse lähedale.

$L \simeq w^2$

1.1.3.3. Ühendusjuhtmete induktiivsus

Kõrgsagedusskeemides on oluline hinnata ühendusjuhtmete induktiivsust.

Nii on:

- Sirge ümarjuhtme induktiivsus, avaldatuna mikrohenrides

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

$a -$ *juhtme läbimõtt 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 induktiivsus, mikrohenrides:

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

1.1.4. Pistikupesad

Pistikupesa kui signaali edasikandja valik on eriti oluline RS ja ÜKS diapasoonis, kus peab vältima signaalikandja ebaühtlustest tekkivaid signaali peegeldusi. Põhinõudeks oleks siinjuures see, et signaaliahela lainetakistus oleks sobitatud (võrdne) pistikupesa lainetakistusega. Tavaliselt on kõrgsageduslikes ahelates ja ülekandeliinides lainetakistuseks valitud 50 oomi. Toodetakse väga paljude standardite järgi, ka firmasisesed standardid on levinud. Valik pesadest võib leida näiteks viitelt:

http://www.rfglobalnet.com/IndustrySearch/SearchResults.aspx?keyword=Connectors&TabIndex=0

1.2. RC - AHELAD KUI FILTRID MADALATEL SAGEDUSTEL

1.2.1. Kasutusala

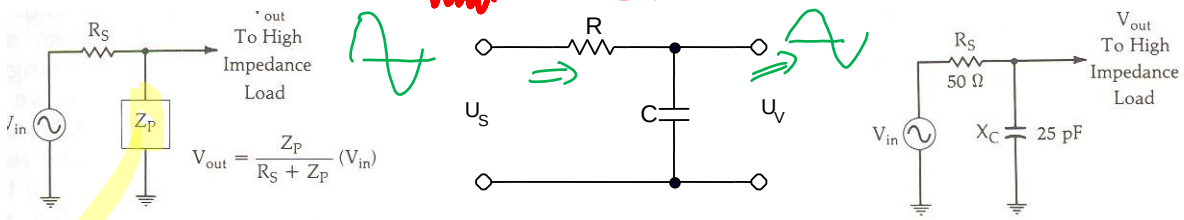
RC filtrid leiavad põhilist kasutust elektroonikaseadmete toiteahelates ja mõningatel juhtudel ka madalsageduslikes signaaliahelates (näiteks tämbriregulaatorites). Nende tagasihoidlike filteerimisomaduste ja suurte signaalikadude tõttu ei leia nad tavaliselt kasutust kõrgsageduslikes signaaliahelates. Samas tekivad nood ahelad tihtipeale astmetevahelisel ühendusel, mõjutades niiviisi võimendite sageduskarakteristikuid. Seetõttu vaatleme siin lähemalt vaid nende elementaarlülisi (MPF, KPF) aru saamaks, kuidas mõjub RC ahel ülekantavale signaalile sõltuvana signaali sageduslikust ja ajalisest käitumisest.

1.2.2. Madalpääsfilter (MPF)

1.2.2.1. MPF sageduslikus käsitluses:

Vaatleme allpool toodud arutlust:

- Toome ära **üldise reegli pingete jagunemisel**. Alustame joonisest 1.2.1a. Pingeallikast antav pinge jaguneb järjestiktakistuse R_S (mida võib vaadelda ka pingeallika sisetakistusena) ja paralleeltakistuse (mida võib vaadelda ka koormustakistusena) Z_P vahel järgmise reegli kohaselt:



a b c

. Joon. 1.2.1

- Väljundpinge – ehk siis pinge takistusel Z_P võrdub: $U_{välj} = \frac{Z_P}{Z_P + R_S}(U_{sis})$.
- Väljundpinge on alati väiksem sisendpingest U_{sis}.
- Kui nüüd takistuseks Z_P on sagedusest sõltuv element, näiteks kondensaator, siis pinge ülekanne hakkab samuti sagedusest sõltuma.
- Seega, kui nüüd kujutame joonisel 1.2.1b kujutatud RC madalpääsfiltri skeemi joonisel 1.2.1a toodut arvestades, saame joonise 1.2.1c, kus siis pinge ülekanne tänu kondensaatori takistuse sagedussõltuvusele hakkab samuti sagedusest sõltuma.
- Viimase baasil toome välja pinge ülekande teguri:

$$K_U = \frac{U_{välj}}{U_{sis}} = \frac{X_C}{X_C + R_S}.$$ Ehk siis logaritmilises keeles $$K_{U\,dB} = 20\lg\frac{X_C}{X_C + R_S}.$$

- Jagades murru lugejat ja nimetajat X_C- ga läbi, saame

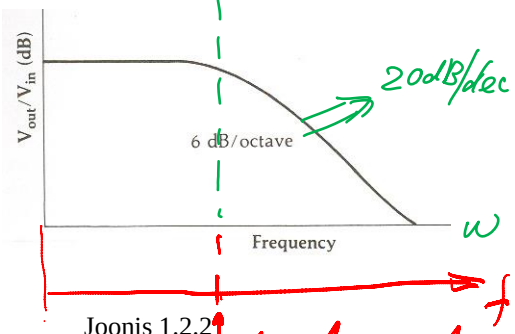
$$K_U = \frac{1}{\frac{X_C + R_S}{X_C}} = \frac{1}{1 + \frac{R_S}{X_C}} = \frac{1}{1 + \frac{R_S}{\frac{1}{j\omega C}}} = \frac{1}{1 + j\omega C R_S}.$$

- Tuues sisse mõiste: *lõikesagedused* $\omega_1 = 1/RC$ *ja* $f_1 = 1/2\pi RC$,

- saame ülaltoodud valemi ümber kirjutada kujule:

$$K_U(j\omega) = \frac{1}{1+j\omega RC} = \frac{1}{1+\frac{j\omega}{\omega_1}} = \frac{1}{1+\frac{jf}{f_1}}$$

mille alusel sageduskarakteristik võtab joonisel 1.2.2. toodud kuju:



Joonis 1.2.2

- Tihti kasutatakse ka mõistet **filtri ajakonstant** $T = RC$ „, mille kaudu siis pinge ülekandevalem võtab kuju

$$K_U(j\omega) = \frac{1}{1+j\omega RC} = \frac{1}{1+j\omega T}.$$

Siit tuleneb, et:

1. Ülekanne $K = 1$, kui sagedus on palju väiksem lõikesagedusest
2. Ülekanne väheneb 10 korda sageduse 10-kordsel kasvul (20dB dekaadi ehk 6 dB oktaavi kohta), kui sagedus on palju kõrgem lõikesagedusest.

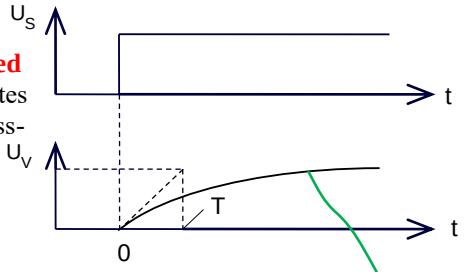
1.2.2.2. MPF ajalises käsitluses.

Ajamastaabis ilmnevad madalpääsfiltri **inertsiaalsed omadused** (joon. 1.2.2), millised on määratud filtri ajakonstandiga T. Jättes siin tuletuskäigu kõrvale, avaldub filtri väljundpinge impulss-sisendpinge esifrondi korral

$$U_V(t) = U_S\left(1 - e^{-t/RC}\right)$$

ja tagafrondi korral

$$U_V(t) = U_S e^{-t/RC}.$$

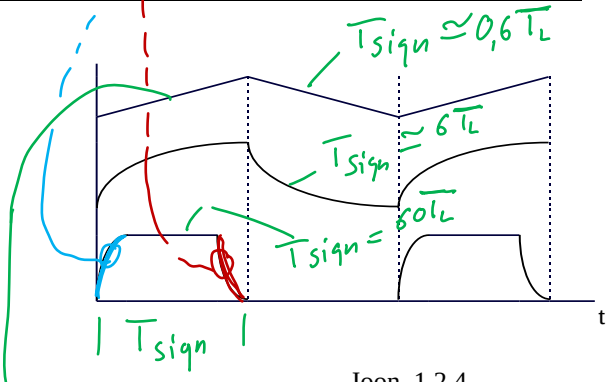


Joon. 1.2.3

Ülaltoodust tulenevalt võib arvutada väljundpinge nivoo taastumisajad protsentides, saades:

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

Praktikas on juurdunud nn 3T võte, mille jooksul loetakse siirdeprotsess lõppenuks. Ajakonstandi mõju edastatava signaali sageduse suhtes kajastub alljärgnevates väljundpinge ostsillogrammides (joon. 1.2.3):



Joon. 1.2.4

Ülekantava impulsi frondi kestvus (võttes aluseks signaali kasvu 10% kuni 90%-ni) on arvutatav, lähtudes eksponentfunktsiooni omapärast, seosest $t_V = t_{90\%} - t_{10\%} = T(\ln 0{,}9 - \ln 0{,}1) = T\ln 9 = 2{,}2T$ ehk $t_V = 1/3f_1$.

Kui **töösagedus on palju KÕRGEM filtri lõikesagedusest** on **MPF vaadeldav integraatorina:**

Vt: Konspekti algse teksti ~~parandus~~ õige on KÕRGEM!

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).

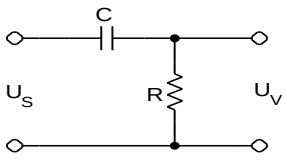
RC - madalpääsfiltrit kasutatakse sageli toiteahelates astmete omavahelisteks lahtisidestuseks. Sellisel juhul on oluline tagada signaalisageduse ja võimalike endaergutuslike genereerimissageduste piisav mahasurumine.

1.2.3. Kõrgpääsfilter (KPF)

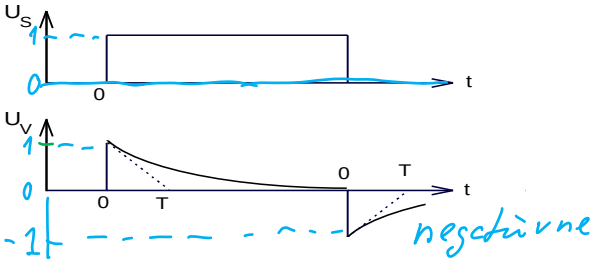
Filter (joon. 1.2.4) moodustatakse madalsagedusliku ja alalissignaali edasikandumise tõkestamiseks.

See ahel moodustub tihti astmete omavahelisel sidestusel:

- Kui on vaja vältidat alalispingete edasikandumist (galvaanilist ehk otsesidestust) astmete vahel.
- Samuti leiab RC- KPF kasutust digitaaltehnikas impulsside diferentseerimiseks.



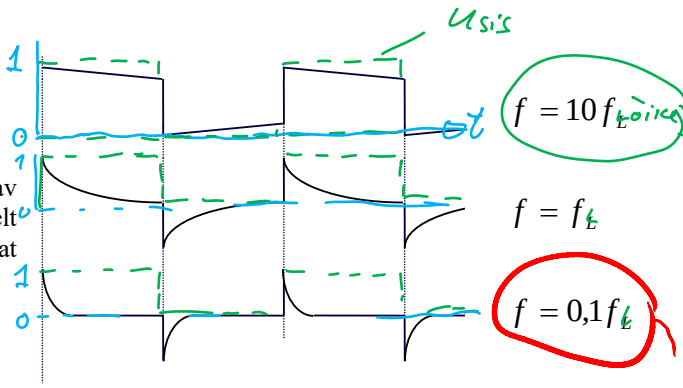
Joon. 1.2.4



Joon. 1.2.5

1.2.3.1. KPF ajalises kujutuses

Jooniselt. 1.2.5 nähtub, et täisnurkpingele vastav väljundpinge kuju on moonutatud, üle kantakse põhiliselt täissnurkpinge frontide muutused. Filtri diferentseerivat omadust illustreerivad ostsillogrammid (joon. 1.2.6).

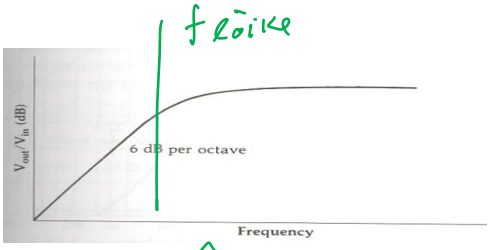


Joon. 1.2.6

1.2.3.2. KPF sageduslikus kujutuses

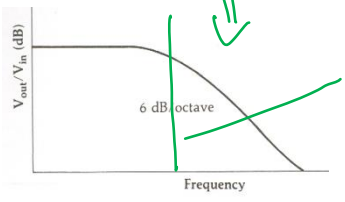
saame filtri ülekandeks

$$K(j\omega) = \frac{1}{1+\frac{1}{j\omega RC}} = \frac{1}{1+\frac{\omega_1}{j\omega}} = \frac{1}{1+\frac{f_1}{jf}}$$

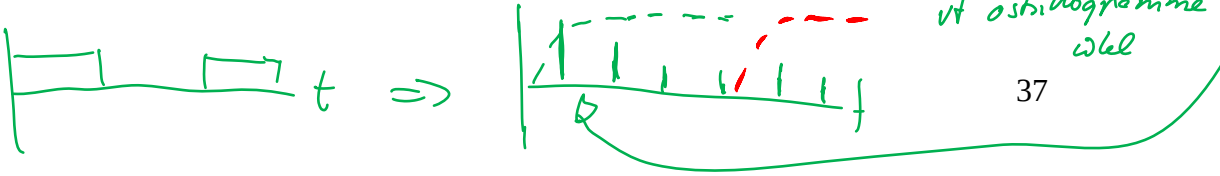


Meeletuletuseks Vrdl. MPF-ga:

$$K(j\omega) = \frac{1}{1+j\omega RC} = \frac{1}{1+\frac{j\omega}{\omega_1}} = \frac{1}{1+\frac{jf}{f_1}}$$

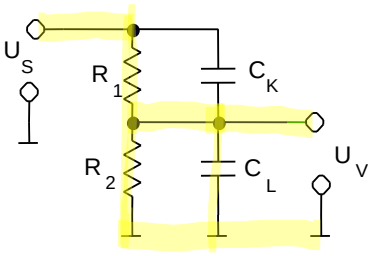


Kõrgpääsfiltri ajakonstandi ja lõikesageduse avaldised on samad, mis MPF korral.



1.2.4. 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. 1.2.7). 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 (st kõik signaali spektrikomponendid kantakse edasi nende vahekorda moonutamata).

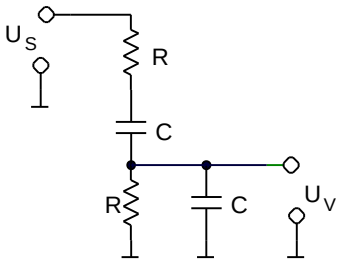


Joonis 1.2.7

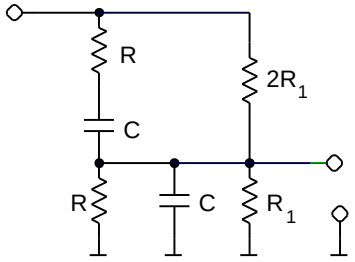
1.2.5. RC ribafilter

Pannes järjestikku MPF ja KPF, saame lihtsaima ribafiltri. Võrdsete elementide väärtuste korral (joon. 1.2.8) saame sageduskarakteristikuks avaldise

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



Joon. 1.2.8



Joon. 1.2.9

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

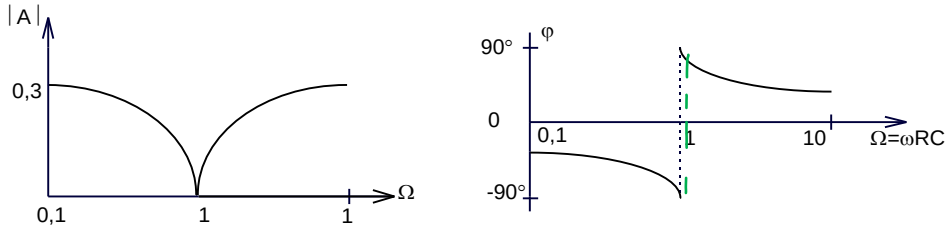
1.2.6. Wien - Robinsoni sild

Vaatleme skeemi joonisel 1.2.9, mis kujutab endast joon. 1.2.8 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:

$$U_v = U_s/3 - U_s * j\omega/(1+3j\omega-\omega^2),$$

millest tulenevalt $K(j\omega) = (1/3)*(1-\omega^2)/(1+3j\omega-\omega^2)$.

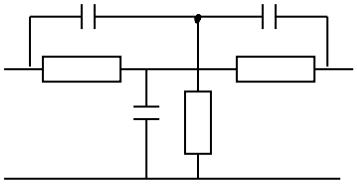
Eriti tundlik on siin sageduse muutusele 0-st läbiminev faasikarakteristik (joon. 1.2.10).



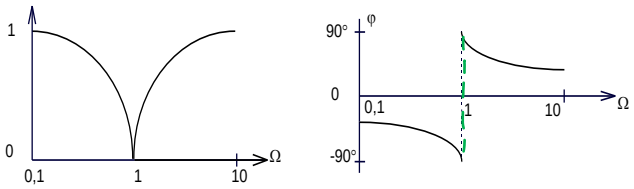
Joon. 1.2.10

1.2.7. Kahekordne T - kujuline filter

Filter on toodud joonisel 1.2.11. Siin võetakse väljund sisendiga ühise siini suhtes, mis lihtsustab skeemi praktilist rakendust. Saadavad karakteristikud on toodud joonisel 1.2.12, kust järeldub, võrreldes eelmise skeemiga, amplituudkarakteristiku suurem sagedustundlikkus.



Joon. 1.2.11



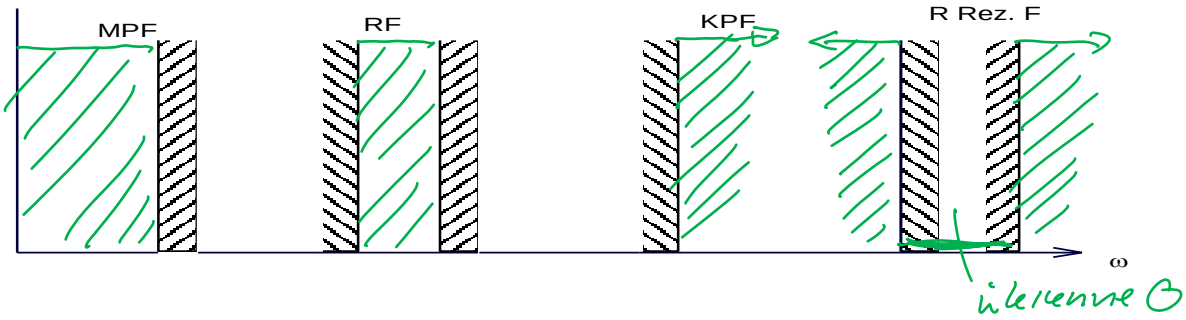
Joon. 1.2.12

Ülekande valem erineb vaid koefitsientide poolest - puudub ees 1/3 ja murru nimetajas on 3 asemel 4.

1.3. LC FILTRID KÕRGSAGEDUSLIKES RAKENDUSTES

1.3.1. LC filtrite rakendused.

LC filtrite üldine iseloomustus



Joon. 1.3.1

1.3.2. LC filtrite üldine iseloomustus

Astmetevaheliseks sobituseks, astmete koormusahelateks, mis täidavad ühtlasi sobitus- ja filtreerimisülesandeid raadiosagedustel, kasutatakse LC (LCR) ahelaid[13,14].

Kuna teatavasti filter oma ideaalkujus (joon. 1.3.1) pole realiseeritav, tuleb valida võimalike reaalsete variantide vahel. **Neist on tuntumad Butterworthi (But.), Tšebõševi (Tš.) Besseli (B) ja elliptiline (Ell.) filter.**

But. filtrit kasutatakse olukorras, kus.

- on nõutav amplituud- ja faassageduskarakteristiku (ASK, FSK) maksimaalne tasasus, siledus ilma laineteta filtri läbipääsuribas
- 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 tülikaks ning on oht täiendavate, parasiitresonantsahelate tekkeks.

[13] Kuna pole ideaalseid LC elemente, siis nad sisaldavad ka aktiivset kaotakistust R. Tavaliselt arvestatakse induktiivsuse kaotakistust.
[14] Ingliskeelses kirjanduses nimetatakse üksikelementidest koostatud filtreid "lumped Filters" vastandina jaotatud parameetritega filtritega "distributed Filters".

Tš.-filtrit kasutatakse siis, kui:

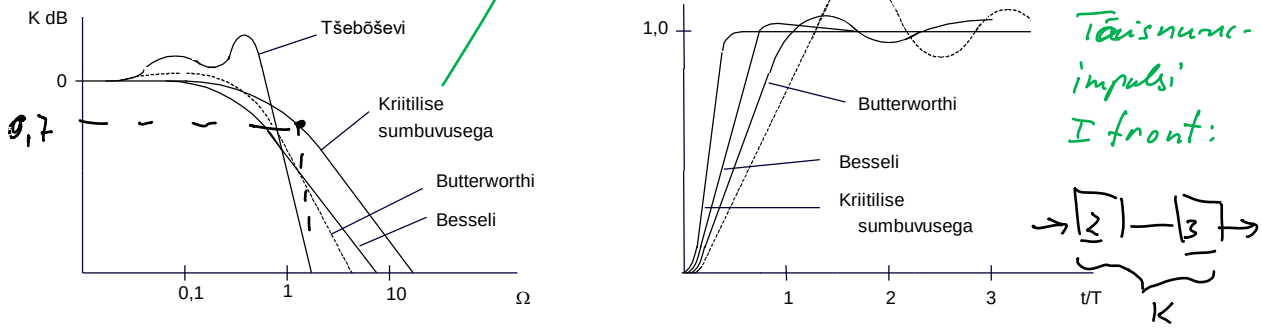
- on vajalik järsemat ASK langust
- on lubatud selle karakteristiku lainetused nii pääsuribas kui sellest väljaspool
- ning on lubatud mõningased kõrvalekalded impedantside sobitusel.
- Samas on võimalik valida kondensaatoreid erinevates vahekordades, sõltuvana lubatud karakteristiku lainetusest. Nii 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 piirdutakse tavaliselt kuni 5...10 järku filtritega.

Mõnede filtritüüpide amplituud-sageduskarakteristikute ja siirdekarakteristikute võrdlus on toodud joonisel 1.3.2.



Joon. 1.3.2

1.3.3. Madalpääsfiltrite üldistatud ülekanne

Niisiis üheastmelise RC filtri ülekanne[15] 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 seoseks

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

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

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

Kui kasutatakse ühesuguse lõikesagedusega filtreid, saame

[15] Siin kasutatakse ülekandefunktsiooni üldkujul - kompleksmuutujaga $s = j\omega + \sigma$: $K(s) = 1/(1+Ts)$. See annab seose väljund- ja sisendsignaalide Laplace'i teisenduste vahel suvaliste ajaliste signaalide korral. Sinusoidaalsete signaalide jaoks kehtivale sageduskarakteristiku saamiseks kujul $K(j\omega)$ võetakse muutuja reaalosa $\sigma = 0$.



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

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

Üldjuhul MPF RC filtri ülekandefunktsioon avaldub

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

$$\text{kus } c_1 \ldots c_n - \textit{positiivsed, reaalsed tegurid.}$$

Filtri järk on määratud muutuja s astmega.

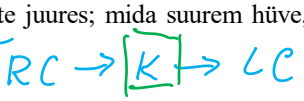
LRC filtrite korral on tegemist komplekssete poolustega[16], seega selle ülekande kirjeldamiseks tuleb kasutada teist järku kordajaid:

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

Erinev koefitsientide valik annab erinevate omadustega filtrid, neist levinumad on varemalt märgitud filtrite tüübid (Butterworth'i, Besseli jt.).

Mitmejärguliste 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.

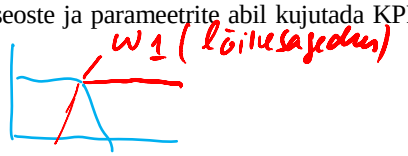
Oluliseks parameetriks on filtrite juures hüvetegur. Siin avaldub hüve $Q_i = \sqrt{b_i}/a_i$ **.** Eriti kriitiline on hüve väärtus aktiivfiltrite juures; mida suurem hüve, seda suurem on endaergutuse oht.



VT ELSIE programmi filtrite demoks.

1.3.4. Alumiste sageduste muutmine ülemisteks

Logaritmilisel sagedusteljel saab üle minna madalamatelt sagedustelt ülemistele, kasutades ASK peegelkujutist lõikesageduse suhtes. Seega saame MPF seoste ja parameetrite abil kujutada KPF seoseid, parameetreid.



1.3.5. 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 ülekanne avaldub

---

[16] Üldjuhul on ülekandefunktsioon avaldatav $K(s) = K_0[(s - z_1)(s - z_2)\ldots(s - z_m)]/[(s - p_1)(s - p_2)\ldots(s - p_n)]$.

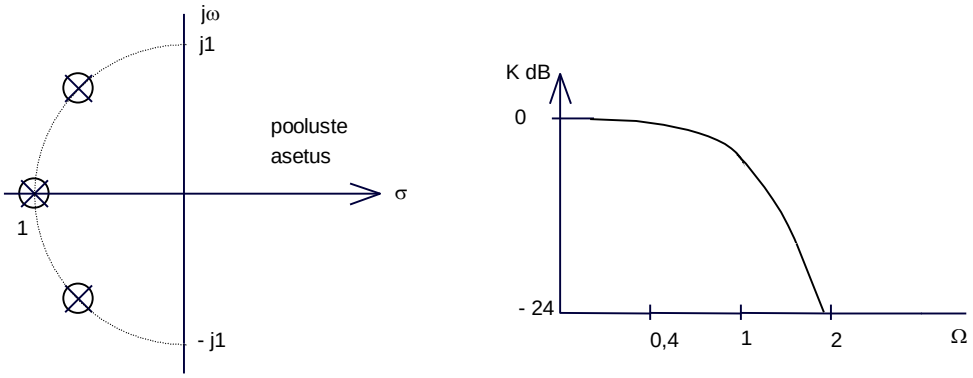
Nimeteja lahendid $p_1 \ldots p_n$ nimetatakse poolusteks. Komplekssageduse s võrdudes nende lahenditega muutub ülekanne lõpmatu suureks.

Lugeja lahendid $z_1 \ldots z_m$ nimetatakse nullideks (zeros)[16]. Sageduse s võrdudes nendega $K(s) = 0$. Tavaliselt on kehtiv $n > m$ või $n = m$.

Teisiti öeldes - poolused saadakse lahendite korral, mil ülekanne omab lõpmatu suurt väärtust, nullid aga same olukorras kus ülekanne muutub nulliks

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

vastavad pooluste asukohad, sageduskarakteristik on illustreeritud joonisel 1.3.3. Märgime, et Butterworthi filtri poolused asetsevad poolringil [6].



Joon. 1.3.3

Tekkiv koefitsientide c^i rida kutsutakse Butterworthi polünoomiks, mis sõltuvana filtri järgust omab kuju[17]

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.

1.3.6. Tšebõševi filter

Siin avaldub ASK järgneval kujul:

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

kus C_n – *Tšebõševi 1. liiki n – astmeline polünoom*;

ε – *tegur, mis määrab karakteristiku ebaühtluse pääsuribas*.[18]

Ka Tš. filtril, nagu Buttherworthi filtril esinevad tunduvad faasikarakteristiku moonutused.
Teatavasti on Tš. filtri sageduskarakteristiku langus kiireim siinnimetetuist. Selle filtri 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 Tšebõševi filtri erijuhust , mida kutsutakse seal kasutatavate elliptiliste funktsioonide tõttu elliptiliseks filtriks [8].

1.3.7. Besseli filter

Impulss- 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)

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

[18] On võimalik realiseerida Tš. filter monotoonsena pääsuribas ja lainetusega tôkestusribas ja vastupidi [8].

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

Varasemast selgus, et teist järku MPF ülekandefunksioon avaldus

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

Siit järeldub, et faasinihke sagedussõltuvus avaldub

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

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

Edaspidise lihtsustamiseks normeerime grupiviiteaja lõikesageduse f_L pöördväärtuse T_L suhtes:

$$T_{gr} = t_{gr} / T_L = t_{gr} f_L = \frac{1}{2\pi} t_{gr} \omega_L.$$

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 $\Omega << 1$, 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 teist järku Besseli filtris kehtima järgmine koefitsientidevaheline seos:

$$b_1 = a_1^2 - 2b_1 \quad ehk \quad b_1 = 1/3\, a_1^2.$$

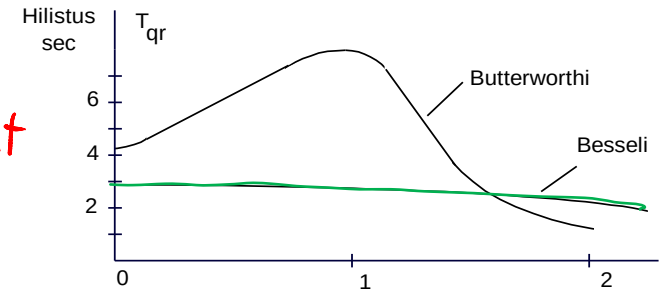
Lähtudes normeerimistingimusest $|K|^2 = 1/2$ sagedusel $\Omega = 1$, saame

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

Tekkivast võrrandsüsteemist leiame, et $a_1 = 1{,}3617, \quad b_1 = 0{,}6180$.

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 Buttherworthi filtrite hilistumise sõltuvused sagedusest (joon. 1.3.4).



Joon. 1.3.4

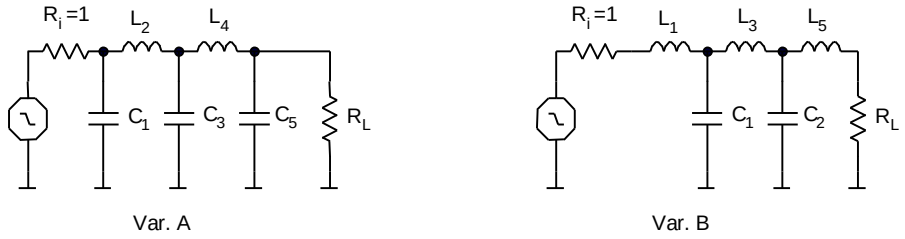
1.3.8. Filtri projekteerimisnäide

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 Butterworthi MPF projekteerimisnäitega.
Lähtume valemist, mis määrab signaali mahasurumise võimsuse järgi:

$$K = 10\log\left[1+\left(f/f_1\right)\right]^{2k},$$ *kus siis lõikesagedusel* f_1 *on mahasurumine* 3,01*dB*,

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. 1.3.5) ja neile vastavaid normaliseeritud elementide väärtuste tabelit.



Joon. 1.3.5

Tabel:

Var. A Var. B	C_1 L_1	L_2 C_2	C_3 L_3	L_4 C_4	C_5 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 signaaliallika 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 reaalsetele sagedusele, takististele vastava filtri elementide määramisele. Selleks tuleb tabelist leitud prototüübi väärtus korrutada suhtega ($0,1592/f_l$), kus f_l on tegelik lõikesagedus ja korrutada koormustakistuse väärtusega kui on tegemist induktiivsusega või jagada koormustakistusega kui on tegemist kondensaatoriga. Valemitena avaldub see järgmiselt:

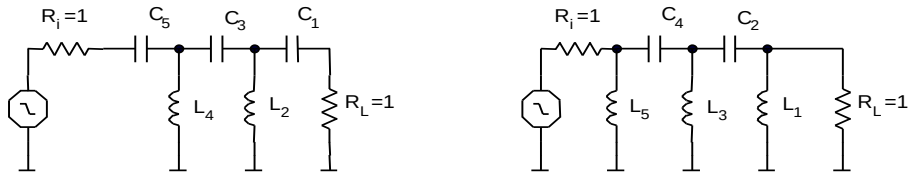
$$L = \frac{R}{2\pi f_L}\cdot L_{prototüüp}; \qquad C = \frac{1}{2\pi f_L R}\cdot C_{prototüüp},$$

kus R_1 – *koormus takistus* (*signaalial lika 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. 1.3.6). Vastavad arvutusvalemid reaalsete suuruste leidmiseks tulevad kujul



Joon. 1.3.6

$$C = \frac{1}{R2\pi_L fC_{prototüüp}}; \qquad L = \frac{R}{2\pi f_L L_{prototüüp}},$$

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 koormustalistusega 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:

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

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

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

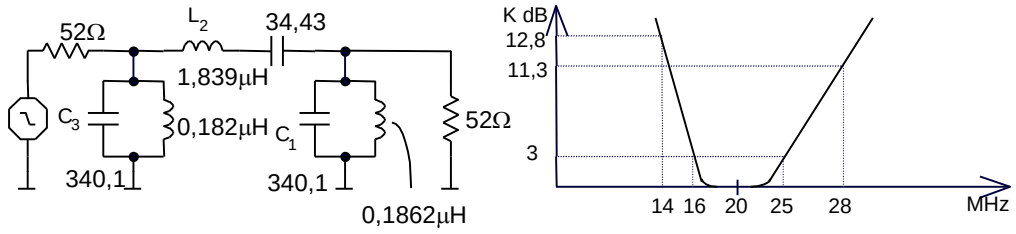
Siin suurus K on soovitud signaali mahasurumine lõikesageduse juures. Järgnevalt leiame ülemise ja alumise lõikesageduse

$$f_{LÜ} = \frac{-BW_L + \sqrt{(BW_L)^2 - 4f_0^2}}{2}; \qquad f_{La} = f_{Lü} + BW_L.$$

Toome kaks arvutusnäidet:

1.Olgu vajadus konstrueerida ribafilter 15 m diapasoonis selleks, et maha suruda 14 ja 28 MHz sagedusalade signaale. Alustuseks valime 16 ja 25MHz sagedused kui 3,01dB lõikesagedused, andes 3-dB sagedusriba laiuseks 9MHz. Nende punktide suhtes tuleb kesksageduseks f_0 20 MHz. On levinud kirjeldada filtri harude elementide arvu või filtri resonaatoreid 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.
Elemendid C_1, C_3 ja L_2 (joon. 1.22) arvutatakse madalpääsfiltri elementidena. Analoogselt arvutatakse ülejäänud elemendid kõrgpääsfiltrina. Filtri elemendid resoneerivad 20 MHz juures. Saadud resonantskarakteristik on kujutatud joonisel 1.3.7b. Karakteristik tuleb lineaarses sagedusmastaabis ebasümmeetriline, logaritmilises -mastaabis aga sümmeetriline. Viimasest lähtudes nimetatakse antud filtri tüüpi sümmeetriliseks.

2. Arvutame joonisel 1.3.7a toodud teist järku 10 hertzilise lõikesagedusega Butterworhi MPF elementide väärtused. Selle ahela ülekanne on: $K(s) = \frac{1}{1+a_1 s+b_1 s^2} = \frac{1}{1+\omega_l RCS+\omega_l^2 LCS^2}$;



a b

Joon. 1.3.7

R ja C väärtuste arvutuseks saame ülaltoodud valemist järgmised vahekorrad:

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

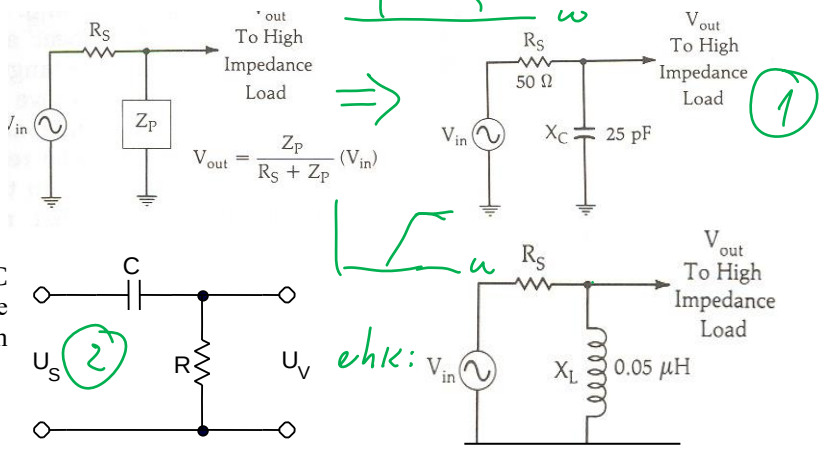
teist järku Butterworthi filtri koefitsiendid (vt tabel) võrduvad: $a_1 = 1{,}414$ *ja* $b_1 = 1{,}000$. Andes ette kondensaatori mahtuvuseks $C = 10$ mikrofaradit, saame, et $R = 2{,}25$ kilooomi ja $L = 25{,}3$ henrit. Võib näha, et saadud filtri realiseerimine on äärmiselt tülikas suure induktiivsuse tõttu. Siit nähtub ilmne vajadus aktiivfiltrite kasutamiseks, kus on võimalik koostada kõrgemat järku induktiivsusteta filtreid. Neid käsitleme, nagu öeldud, edaspidi.

Vt Elsie programm:

1.3.9. Võnkering

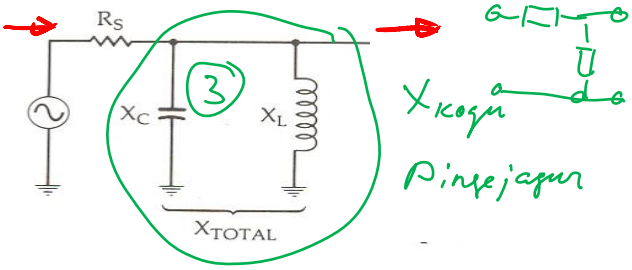
1.3.9.1. Võnkering kui MPF ja KPF süntees

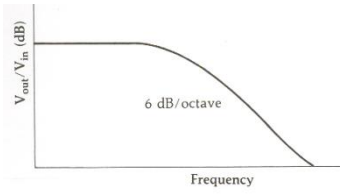
A. Tuletagem meelde RC filtrite juures käsitletut. Seal oli vaadeldud üldistatud pinge ülekanne kõrvaloleva ahela kaudu ja sellele vastavat MPF skeemi

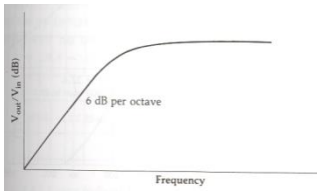


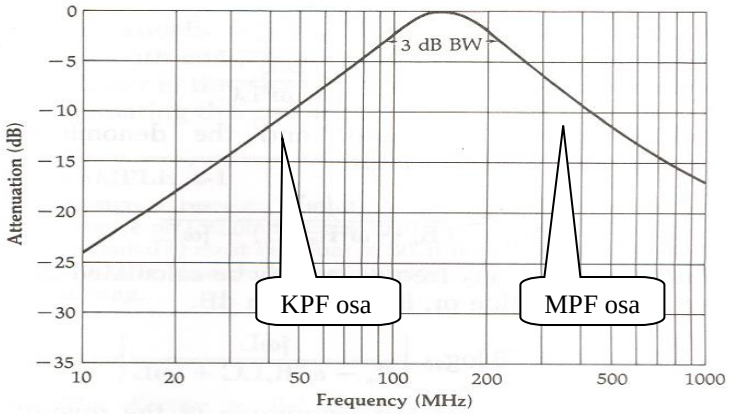
B. Seal oli ka kõrvaltoodud RC kõrgpääsfiltri skeem, mille analoog LR elementidega on kujutatud järgmisel joonisel.

C. Pannes nüüd kokku RC madalpääsfiltri ning LR kõrgpääsfiltri, saamegi paralleelvõnkeringi skeemi, mille sageduskarakteristik on kokku pandav vastavatest MPF ja KPF karakteristikutest:









Lähtudes siis viimati toodud VR skeemist, võime kirjutada tekkinud pingejaguri pinge ülekande takistusele X_{kogu} (joonisel X_{total}) üldvalemi baasil:

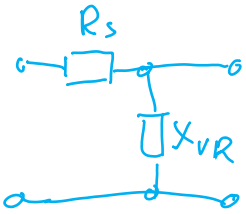
$$U_{välj} = \frac{X_{kogu}}{R_S + X_{kogu}}(U_{sis}), \quad \text{kus siis } X_{kogu} = \frac{X_C X_L}{X_C + X_L}.$$

Tuletades veelkord meelde, et $X_C = \frac{1}{j\omega C}$ ja $X_L = j\omega L$,

saame induktiivsuse ja kondensaatori paralleelühenduse kogutakistuseks:

$$X_{kogu} = \frac{\frac{1}{j\omega C}(j\omega L)}{\frac{1}{j\omega C} + j\omega L} = \frac{\frac{L}{C}}{\frac{1}{j\omega C} + j\omega L}.$$

Korrutades saadud murru nimetajat ja lugejat suurusega $j\omega C$, saame



$$X_{kogu} = \frac{j\omega L}{1+(j\omega L)(j\omega C)} = \frac{j\omega L}{1-\omega^2 LC}.$$

Siit avaldades siis ülekandeteguri, saame $K_U = \frac{U_{välj}}{U_{sis}} = \frac{\frac{j\omega L}{1-\omega^2 LC}}{R_S + \frac{j\omega L}{1-\omega^2 LC}}$.

R_S – sign. allika sisetakistus

Korrutades saadud tulemi nimetajat ja lugejat omakorda avaldisega $1-\omega^2 LC$, saame:

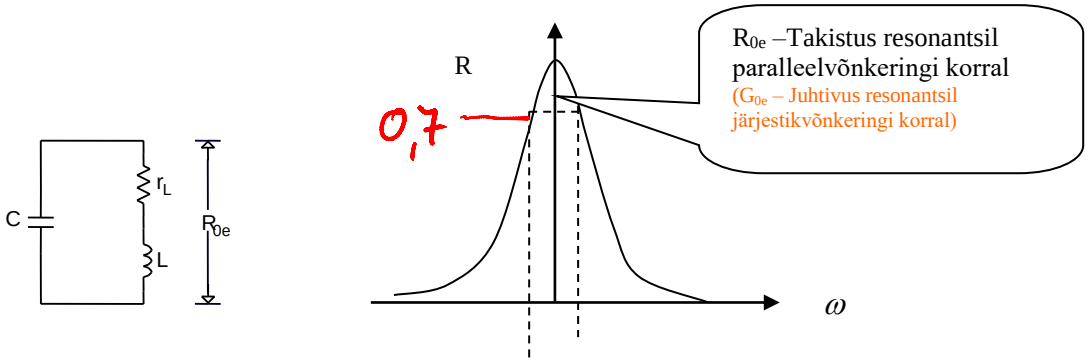
$$K_U = \frac{U_{välj}}{U_{sis}} = \frac{j\omega L}{R_S - \omega^2 R_S LC + j\omega L}.$$

Saime seega valemi, mille abil saab avaldada pinge ülekande igal sagedusel sõltuvalt L,C, ja kadude R_S väärtustest. Sama saab avaldada ka detsibellides:

$$K_{UdB} = \frac{U_{välj}}{U_{sis}} = 20\lg\left|\frac{j\omega L}{R_S - \omega^2 R_S LC + j\omega L}\right|.$$

1.3.9.2. Koormamata võnkeringi põhiseosed

Võnkering (VR) on resonantsnähtusele tuginevate filtrite elementaarlüli. Alljärgnevalt püütakse kinnistada võnkeringide rakenduste põhimomente. Alustuseks kordame koormamata VR omadusi:



Joon. 3

1. Võnkeringid jagunevad:
   - paralleelseteks, kus mahtuvus (kondensaator) ja induktiivsus (pool) on lülitatud omavahel paralleelselt (joon. 1.3.8)
   - järjestikkusteks, kus nad on siis ühendatud järjestikku.
   - Vastavalt sellele räägitakse ka paralleel- või järjestikkusest resonantsist.
2. **Võnkeringi resonantssagedus on sagedus, mille korral pooli positiivne reaktiivtakistus võrdub kondensaatori negatiivse reaktiivtakistuse absoluutväärtusega.**
3. Võnkeringi ekvivalentne resonantstakistus R_{0e} on tema takistus resonantssagedusel.

ja on puht – aktiivtakistus.

A. Paralleelresonantsil on võnkeringi takistus R_{0e} väga suur
(võnkeringi klemmidel olev pinge tekitab vastassuunalised voolud L ja C harus, voolude summa väga väike, ideaaljuhul null).
B. Järjetikresonantsil on võnkeringi juhtivus G_{0e} väga suur
(võnkeringi läbiv vool tekitab vastasmärgilised pingelangud L ja C peal, pingete summa väga väike, ideaaljuhul null).

$\omega_0 = const$

4. Võnkeringi lainetakistus avaldub induktiivsuse ja mahtuvuse väärtuste kaudu : $\rho = \sqrt{\frac{L}{C}}$

5. Võnkeringi hüvetegur iseloomustab selle selektiivseid omadusi. See on määratud:

   A. Lainetekistuse ρ suhtega pooli kaotakistusse r_L, avaldudes: $Q = \rho / r_L$;

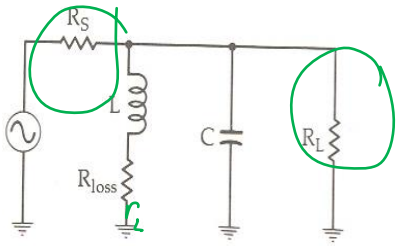
   B. Induktiivtakistuse suhtega (eeldades ideaalset mahtuvust) kaotakistusse: $Q = \frac{\omega L}{r_L}$;

6. Võnkeringi[19] sageduskarakteristiku (joon.1.3.8) ribalaius (määratuna 0,7-l nivool maksimumtakistusest resonantsil) on määratud siis võnkeringi hüvega alljärgnevalt $\Delta\omega = \Delta 2\pi f = \frac{\omega_0}{Q}$. Siit tulenevalt saame ka, et $Q = \frac{\omega_0}{\Delta\omega} = \frac{f_0}{\Delta f}$.

7. Võnkeringi ekvivalentne takistus resonantsil on hüve kordne lainetakistus: $R_{0e} = Q \cdot \rho$.

[19] Siin on vaadeldud paralleelvõnkeingi. Järjestikvõnkeringi karakteristiku kuju on sama, kuid takistuse asemel on siis juhtivus.

1.3.9.3. Koormatud võnkering. Allika ja koormuse takistuste mõju koormatud VR hüvele

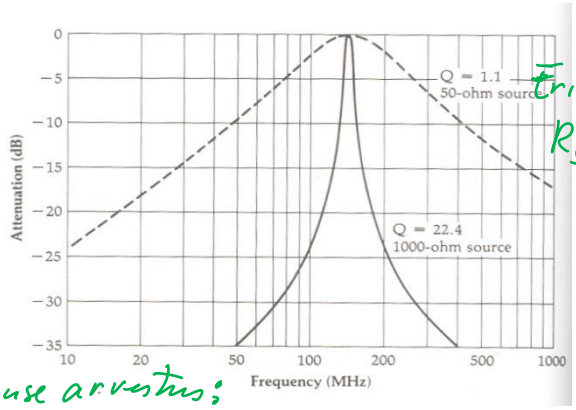


Me nägime, et võnkeringi ribalaius sõltub tema hüvetegurist Q. Seni oli vaatluse all võnkering koormamata olukorras (võnkering tühijooksul). Reaalselt kasutatakse võnkeringi ikkagi koormatuna; võnkeringi transformeeruvad nii signaaliallika (edaspidi allika) takistus (mida vaadeldakse tavaliselt järjestiklülituses) kui ka koormustakistus (mida vaadeldakse paralleelsena võnkeringiga). Kõrval on kujutatud võnkeringi koormamine koos VR sisemiste kadude (R_{kadu}) või siis VR elementide hüvede Q_L, Q_C arvestamisega. Sisemiste kadude juurde pöördume hiljem, praegu arvestame võnkeringivälised koormustakistusi.

1.ALLIKA TAKISTUSE ARVESTAMISEGA:

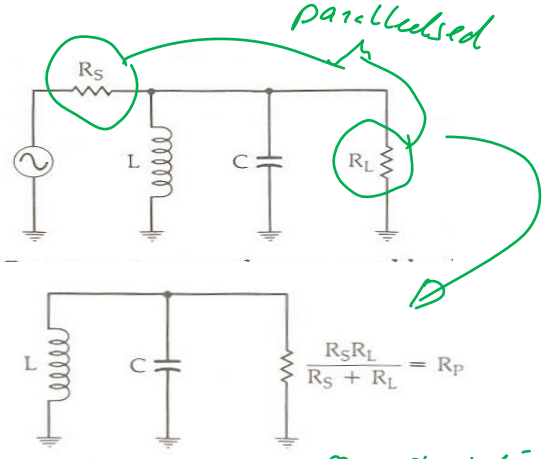
Toome veelkord p.9.3.5.1 toodud VR sageduskarakteristiku (kõrvaltoodud joonisel punktiirjoon). See vastas olukorrale, kui allika takistuseks on 50 oomi, kadudeta kondensaator on 25 pF ja –induktiivsus 50 nH, koormustakistus puudus. Kui nüüd asendame signaaliallika 50 oomise takistuse 1000 oomisega, saame tunduvalt kitsama karakteristiku, seega vaadeldav VR on kõrgema hüvega. Näeme, et hüve Q=1,1 esimesel juhul muutus hüveks 22,4 teisel juhul.

Seega , suurendades allika takistust, suurenes allika takistusega koormatud VR hüvetegur, VR muutus selektiivsemaks.



2. KOORMUSE TAKISTUS LISAKS:

Niisiis, täiendavad, võnkeringiga seotud takistused vähendavad võnkeringi hüve. Reaalses olukorras on ühendatud lisaks ahelale, kust saadakse signaal VR-le veel koormus- kuhu kantakse signaal edasi pärast VR-i. See olukord on kujutatud kõrvaloleval joonisel.



Esialgu võtame siin vaatluse alla aseskeemi ainult väliste takistustega R_S ja R_L.

Skeemilt on näha, et VR suhtes R_S ja R_L paralleelühenduses, mis tähendab, et aseskeem taandub võnkeringiks ning väliseks kogu koormust väljendavaks takistuseks R_P.

Nii saame avaldada koormatud VR hüve[20]:

$$Q = \frac{R_P}{|X_P|};$$

kus siis R_P on siin kogu võnkeringi koormav paralleelne takistus,

X_P aga kas siis mahtuvuse või induktiivsuse takistus resonantsil (teatavasti resonantsil on nad absoluutväärtuselt võrdsed).

Ülaltoodud valemist järeldub siis tõepoolest, et:

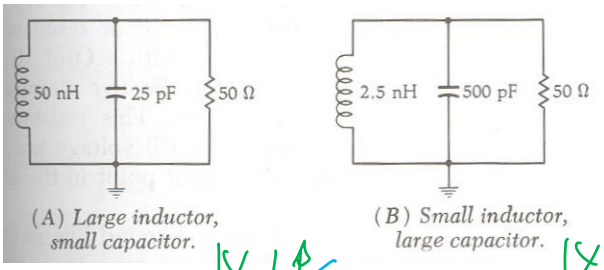
- VR hüve sõltub seda šunteerivast (signaaliallika, koormuse) takistusest R_P.
- VR hüve sõltub ka VR elementide reaktiivtakistusest X_P resonantsil.

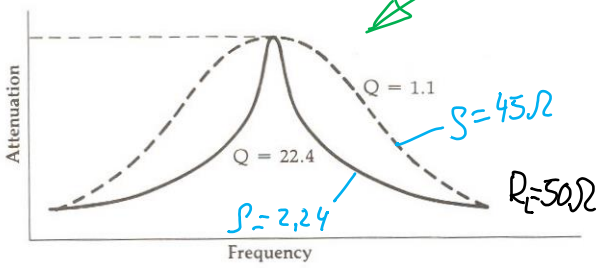
Seega piisava hüve (selektiivsuse) saavutamiseks on 2 teed: kas valida VR-le

- suuremad koormustakistused;
- väiksemad reaktiivtakistused – suurem C, väiksem L!

[20] Siin siis VR enda kadusi arvestamata.

Tihtipeale on koormustakistused ette antud suurused (50 oomi näiteks) – seega jääb valida opereerimine reaktiivelementidega. Viimased leitakse etteantud koormuse korral siis vajaliku hüve järgi. On ka muid, sidestuse tugevuse valikuga lahendusi, mida vaatleme edaspidi. Allpool on aga toodud etteantud 50 oomise koormuse korral 2 valikut reaktiivtakistuste mõju illustreerimiseks:





Ühel juhul saame võnkeringi hüveteguriga 1.1; teisel juhul hüveteguriga 22,4. Mõlemad näited on toodud 142,35 MHz resonantssageduse juures.

Asjale veelgi selgemat pilti andes avaldame mõlema võnkeringi lainetakistused $\rho = \sqrt{\frac{L}{C}}$.

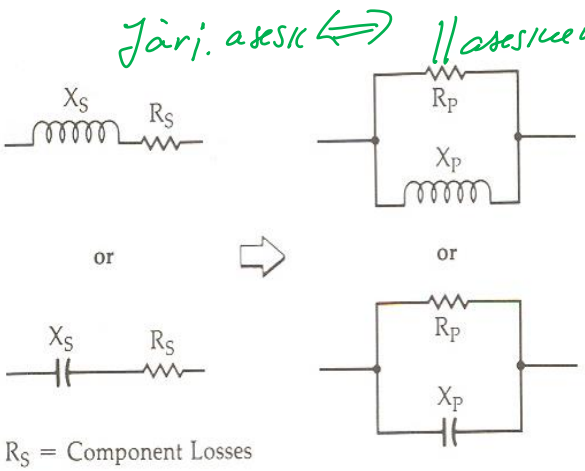
Esimesel juhul $\rho = \sqrt{\frac{50 \cdot 10^{-9}}{25 \cdot 10^{-12}}} = \sqrt{\frac{50 \cdot 10^{3}}{25}} = \sqrt{2000} \approx 45\Omega$.

Teisel juhul $\rho = \sqrt{\frac{2{,}5 \cdot 10^{-9}}{500 \cdot 10^{-12}}} = \sqrt{\frac{2{,}5 \cdot 10^{3}}{500}} = \sqrt{5} \approx 2{,}24\Omega$.

Näeme, et mida väiksem on VR lainetakistus võrreldunа koormustakistusega – seda kõrgem on hüvetegur.

1.3.9.4. Järjestik ja paralleel-aseskeemid; hüveteguri roll teisendustes

Kõigepealt teeme selgeks järjestik-aseskeemi kujutamise ekvivalentse paralleel-aseskeemiga – ja vastupidi. Nendevahelise seose saab tuletada, kui avaldada järjestikskeemis avaldada üldine takistus (kui takistuste summa) ja paralleelskeemis avaldada üldine juhtivus (kui juhtivuste summa) ning võrdsustada näiteks kogutakistus kogujuhtivuse pöördväärtusega. Selle tuletuskäigu (koos kompleksarvude olemuse lahtimõtestamisega) jätame skeemitehnikale eelnenud kursuste kordamisülesandeks – siin aga vaatleme kõrvaltoodud ahelate lahtimõtestamist hüveteguri aspektist.



On teada, et komponentide hüve järjestik-aseskeemis avaldub kui reaktiivsuuruse jagatis kaotakistusse; paralleelskeemis aga vastupidi – kaotakistuse jagatis reaktiivsuurusele. Nii saame:

$$Q_S = \frac{X_S}{R_S} \quad \text{ja} \quad Q_P = \frac{R_P}{X_P}.$$

Konkreetsemalt, kui on vaja leida ühe aseskeemi suurused teisest – siis on kehtivad valemid:

$$Q_P = Q_S;$$

ehk:

$$R_P = (Q^2 + 1)R_S, \quad \text{ehk kui } Q >> 1 \quad siis \quad R_P \cong Q^2 R_S.$$

(vt ka sissejuh.)

$$X_P = \frac{R_P}{Q_P}, \quad \text{ehk kui } Q >> 1 \quad siis \quad X_P \cong X_S.$$

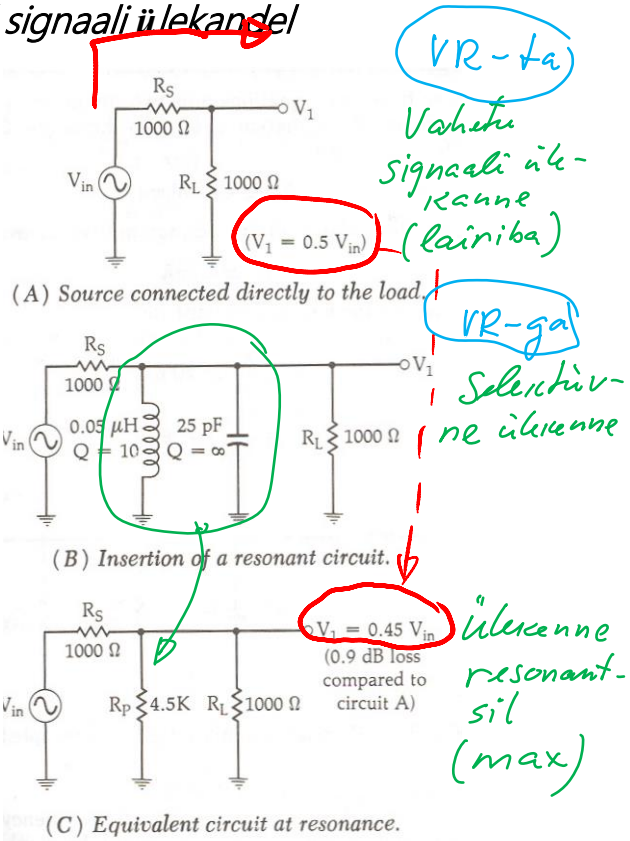
RF sagedustel on:

- võnkeringi hüvetegur määratud induktiivsuse hüvega,
- kondensaatori hüve on tavaliselt palju kõrgem.
- ÜKS diapasooonis aga hakkab juba ka kondensaatori hüve (kaod dielektrikus ja metallis) VR hüve mõjutama.

1.3.9.5. Võnkeringi poolt sissetoodavad kaod signaali ülekandel

Vaatleme:

- Esiteks lihtsustatud olukorda, kus toimub signaaliallika (näiteks võimendi esimese astme) pinge ülekandmine väljundisse (näiteks teise astme sisendisse). Teatavasti maksimaalse võimsuse edasikandmiseks on vaja tagada, et signaaliallika sisetakistus R_S võrduks koormuse takistusega R_L. Nii saame tekkiva pingejaguri väljundpingeks $U_1 = 0{,}5U_{sis}$. Tegemist on n.ö mitteselektiivse ehk laiaribalise ülekandega.
- Teiseks – soovime muuta ülekande sageduslikult selektiivseks – asetades sinna vahele võnkeringi. Tekib küsimus – kui suur on pingeülekande kadu VR resonantsil – tänu VR lisandumisele skeemi. Olgu siin induktiivsuse hüve 10, mahtuvuse hüve väga suur – seega Vr hüve on siin määratud induktiivsuse hüvega, olles ka 10. Induktiivsuse ja mahtuvuse väärtused on näidatud skeemil.



Saame: Nüüd arvutame VR takistuse resonantsil (resonantssagedus oli sellel skeemil varem leitud, olles 142,5 MHz). Saame takistuseks 4,5 kilooomi leituna valemiga $R_{0e} = Q \cdot \rho$

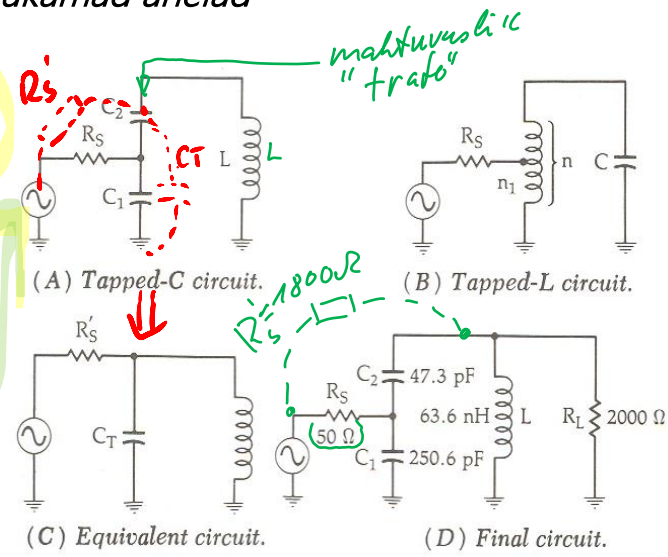
See lisatakistus tingib tekkinud pingejaguri väljundpinge täiendava mahasurumise 0,9 dB võrra (arvutades viimase skeemi kahe takistuse paralleelühenduse kogutakistuse ning võrreldes saadud ülekannet algse 1000 oomise takisti korral).

1.3.9.6. Sidestus võnkeringides, keerukamad ahelad

Varasemast nähtus, et kui VR koormata madalaoomiliste allika – või koormustakistustega – siis sellega kaasneb VR hüve vähenemine ning sellega koos ka selektiivsuse vähenemine. Oli küll näha – et seda nähtust saab vähendada, kasutades suhteliselt väikest induktiivsust ja suurt mahtuvust – kuid sellel võimalusel on oma praktilised piirid.

Sobivaks on siis kasutada erinevaid sidestuse sügavusi (takistuste transformeerimist) sidestamisel võnkeringiga. Osutub, et transformeerimist saab läbi viia:

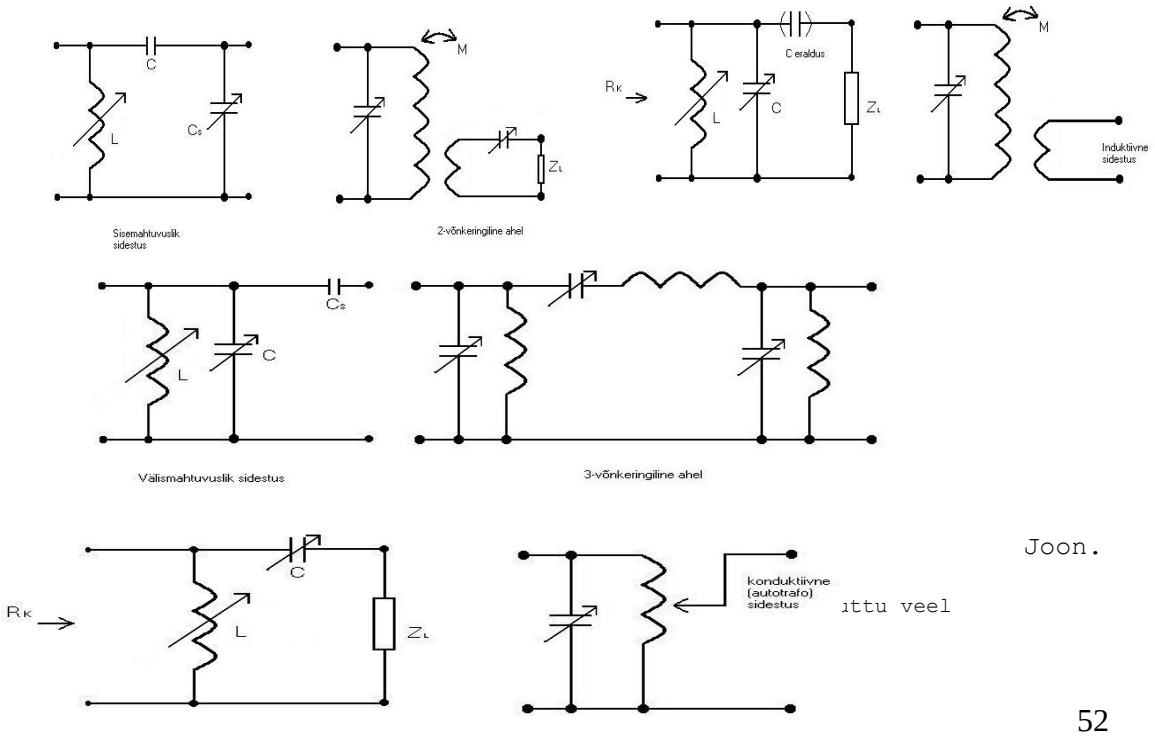
- mitte ainult selle induktiivsel lahendamisel (nagu tavaline trafo näiteks)
- vaid ka lahendustel mahtuvustega (vt kõrvalolev joonis).



- Tänu sellisele lahendusele on antud näidetes C ja D signaaliallika takistus transformeerunud VR suhtes kõrgemaks takistuseks $R_S^{'}$. Nii saame: $R_S^{'} = R_S\left(1+\frac{C_1}{C_2}\right)^2$. Vastav kogumahtuvus, mis määrab VR resonantssageduse, avalduks järjestikmahtuvusega $C_T = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$.

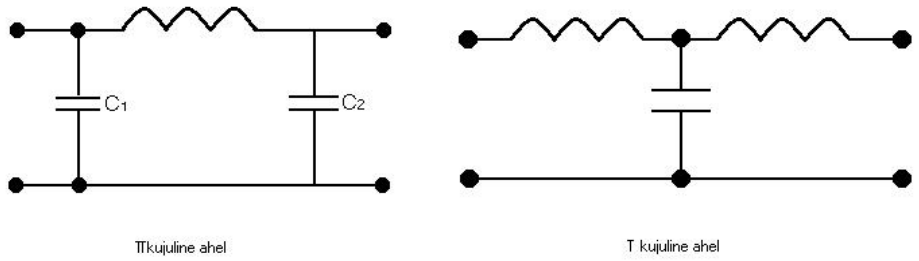
- Väljavõttega induktiivsuse korral kehtib seos: $R_S^{'} = R_S\left(\frac{n}{n_1}\right)^2$. Juhime tähelepanu sellele – et takistused transformeeruvad ülekande RUUDUGA võrdeliselt!

Niisiis, võnkeringides kasutatakse sidestust[21] kas parima energiaülekande saavutamiseks, võnkeringile vajaliku selektiivsuse, võimenduselemendile sobiva suurusega, puht aktiivse koormuse (koormustakistuse) tagamiseks, fiidrite optimaalse töö tagamiseks. Toome mõned täiendavad näited (joon. 1.3.9).



Joon.

1.3.9



Joonis 1.3.10

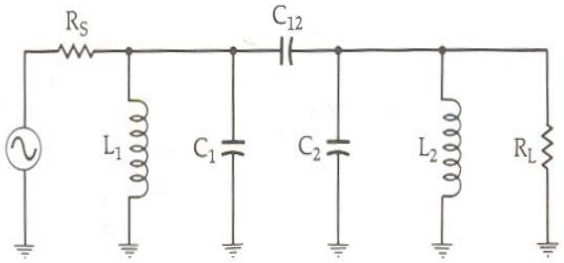
Omaette sobitusahelateks on n.ö. kolmeelemendilised T ja Pii kujulised (joonis 1.3.10) ahelad.

ÜKS diapasoonis lisanduvad edaspidi eraldi vaadeldavad sidestusliigid (difusioonne, elektroonne, magnetiline, elektriline (C ja L-sidestuse erijuhud), galvaaniline).

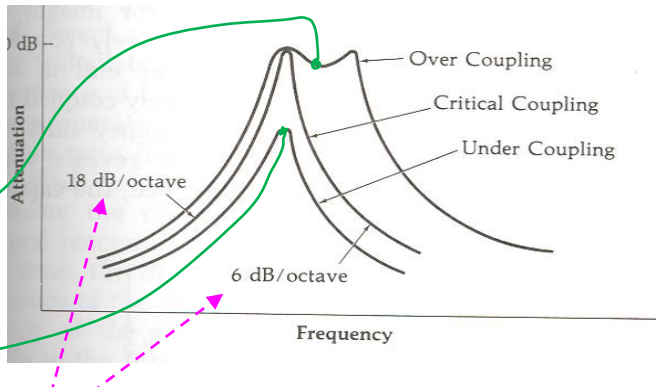
1.3.9.7. Sidestus võnkeringide vahel

Sidestust kasutatakse ka mitmevõnkeringilistes süsteemides VR omavahelisteks ühendusteks. Nii saadakse kokkuvõttes parem selektiivsus. Vaatleme lähemalt sidestust kahe võnkeringi vahel.

A. *Mahtuvuslik sidestus*

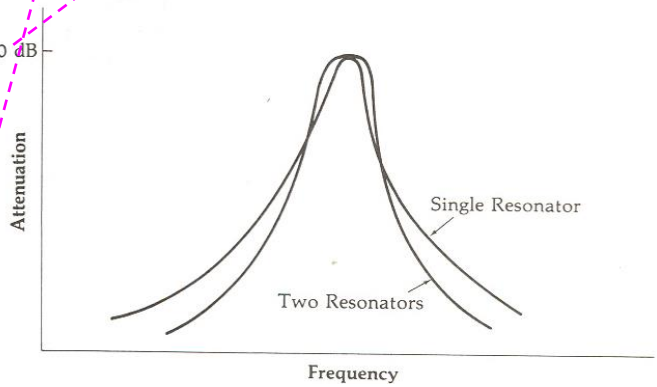


Mahtuvuslik sidestus on tänu oma lihtsusele enamlevinum variant. **Sidestuse sügavus sõltub sidestuskondensaatori mahtuvusest ja selle suurus määrab üsna oluliselt resulteeruva sageduskarakteristiku kuju**.



Kui:

- Sidestus mahtuvus on suur, siis saavutame tänu tugevamale sidestusele sageduskarakteristiku laienemise ning kahetipulise kuju (joonisel b). Tekkinud sidestust nimetatakse **ülekriitliliseks**.
- Liiga nõrga sidestuse korral aga väheneb ülekantava signaali energia, mistõttu sageduskarakteristik võtab teravatipulise, suurema sumbuvusega kuju. Tegemist on **alakriitilise** sidestusega.
- Kompromisslahendus peitub siis **kriitilises sidestuses** – kus saavutatakse ha selektiivsus veel minimaalse signaali sumbuvuse juures.

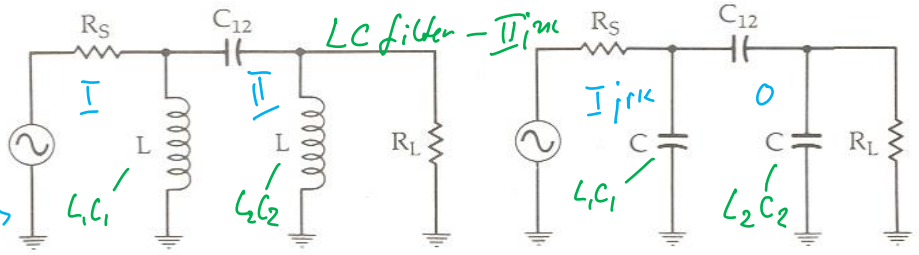


Võrrelduna nüüd ühevõnkeringilise lahendusega oleme saanud kahevõnkeringilises kriitilise sidestuse korral lamedama tipuga (ühtlasema, laiema pääsuribaga), kuid järsemate kalletega (parema selektiivsusega kõrvalsageduste suhtes) sageduskarakteristiku. Kriitilises sidestuses on kahevõnkeringilise ahela hüvetegur koormatud olukorras ca 0,707 korda väiksem kui tema üksikute resonaatorite hüved – siit ka suurem laiaribalisus.

Sidestuskondensaatori mahtuvus kahe ühesuguse VR sidestusel avaldub kui $C_{12} = \frac{C}{Q}$, kus C on resonantsahela (ühe VR) mahtuvus, Q – ühe VR hüve.

Võrreldes saadud sageduskarakteristikuid näeme, et:

- Sageduskarakteristikute langused on erinevad (karakteristikud pole sümmeetrilised).
- See seletub erinevate olukorda kirjeldavate skeemidega resonantsagedusest madalamatel ja kõrgematel sagedustel. Allpool resonantsi on tegemist ühe I järku ja ühe teist järku KP filtriga, ülalpool aga ühe esimest järku MP filtriga.



LC filter – I järku

RC → I järku filter

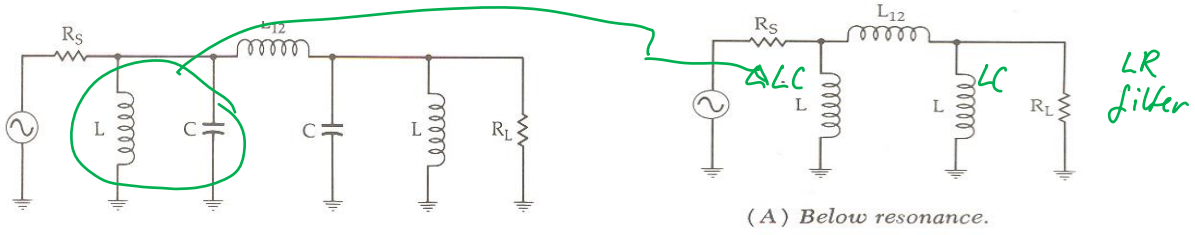
f < fres ⇒ ‖LC ahel on L iseloomuga. Põhivool I_L ⇒ VR ≈ L

f > fres ⇒ ‖ LC ahel on mahtuvuslikum iseloomuga

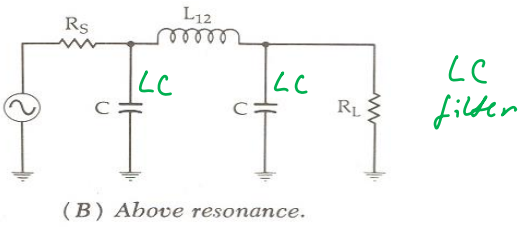
I_C ⇒ VR ≈ C

B. *Induktiivne sidestus*

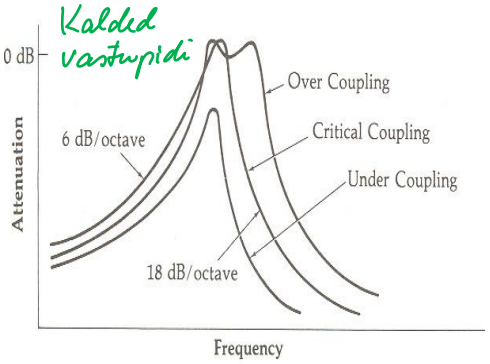
Vaatleme siin lähemalt kahte sidestusviisi – sidestust järjestikkuse induktiivsusega ja trafosidestust. Kõigepealt **järjestikkuse induktiivsusega variant (joon. 1.3.11).**



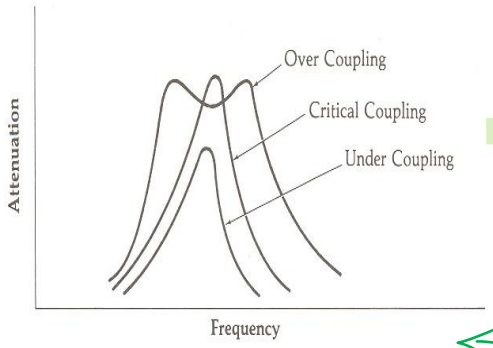
Joonis 1.3.11



Vaadeldavat skeemi kirjeldab jällegi 2 erinevat aseskeemi - skeem allpool- ja ülalpool resonatssagedust (vt kõrvalolevaid skeeme (A ja B).



(A) *Inductive coupling.*

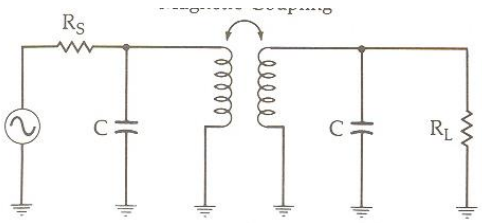


(B) *Transformer coupling.*

Joonis 1.3.12.

Seetõttu saame ka erinevad sageduskarakteristikute kalded (ebasümmeetrilised sageduskarakteristikud). Erinevalt mahtuvuslikule sidestusele, kus sidestuse tugevus kasvas sageduse tõustes, siin sidestus väheneb sageduse tõustes. Analoogselt võib siin vastupidist olukorda näha, et allpool resonantsagedust on tegemist I järku KP filtriga, ülalpool aga kahe, kokku III järku filtriga. Seega karakteristiku langus resonantssagedusest ülalpool suureneb (joon. 1.3.12 ülemine graafik). Sidestusinduktiivsus leitakse samuti C sidestusele analoogsest valemist: $L_{12} = QL$.

Järeldustena näeme järjestik - induktiivse ja - mahtuvusliku sidestuste korral, et saame peegelpildis sageduskarakteristikud – mis võimaldavad saavutada nende mõlemi kasutamisel sümmeetrilisi sageduskarakteristikuid.



Joonis 1.3.13.

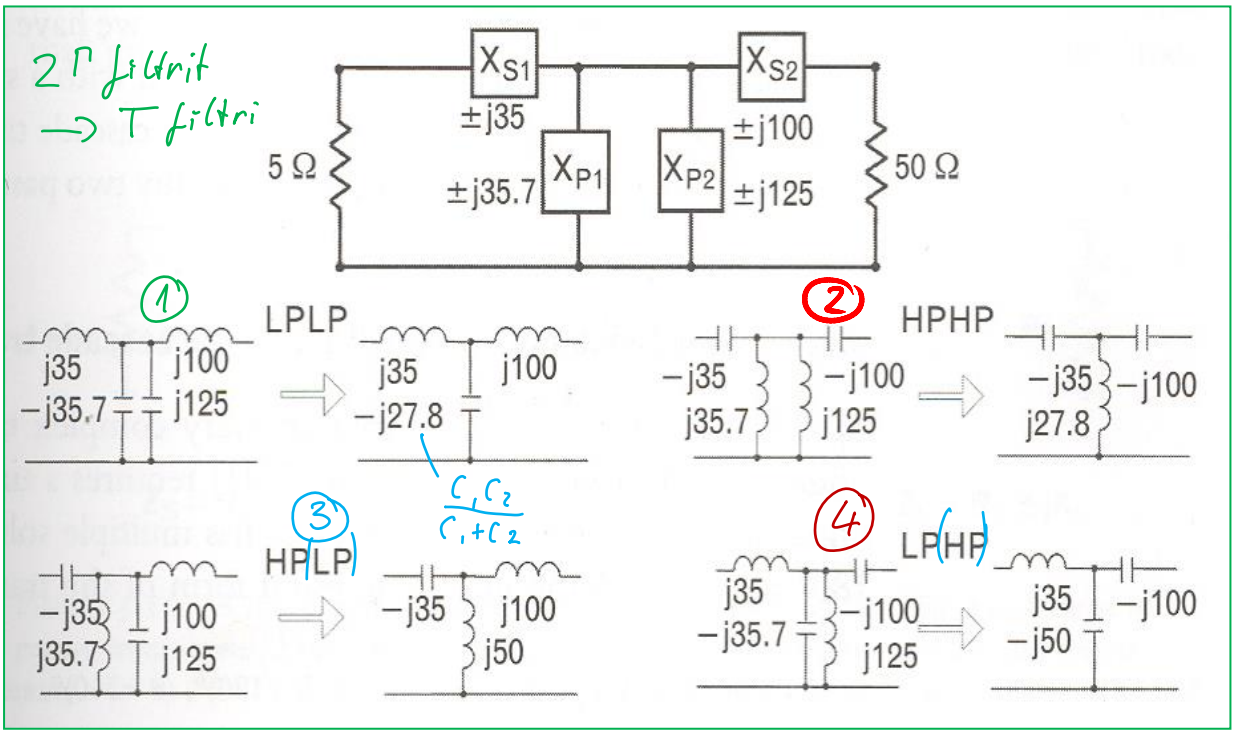
Teiseks vaatleme **trafosidestusega varianti (joon. 1.3.13)**. Näeme, et sageduskarakteristikud on praktiliselt sümmeetrilised (joon. 1.3.12 alumine graafik).

Trafosidestuse puuduseks on aga palju mõjufaktoreid:

- poolide kuju,
- nendevaheline kaugus,
- kasutatava südamiku material,
- kasutatav ekraan – millised raskendavad selle sidestustüübi kasutamist.
- Väljapääs oleks kasutada tööstuslikke trafosi – nende parameetrite valikul võib saavutada küllalt ideaalile lähedase sidestuse.

Edasi on illustreeritud T kujulise selektiivse sobitusahela lahendusvõimalusi kas kahe järjestikku MP (LP) filtrine, kahe KP (HP) filtrina või siis seguvariandid.

Takistusi transformeerivad kõik variandid identselt – kuid neile vastavad sageduskarakteristikud tulevad erinevad. Nii näeme, et seguvariantide korral on sageduskarakteristikud



sümmeetrilisemad kui ühesugust tüüpi ahelate järjestikühendusel. Samas on ka näha, et kahe ahela järjestiklülitus taandub siis T kujuliseks 3-elemendiliseks sobitusahelaks -filtriks.

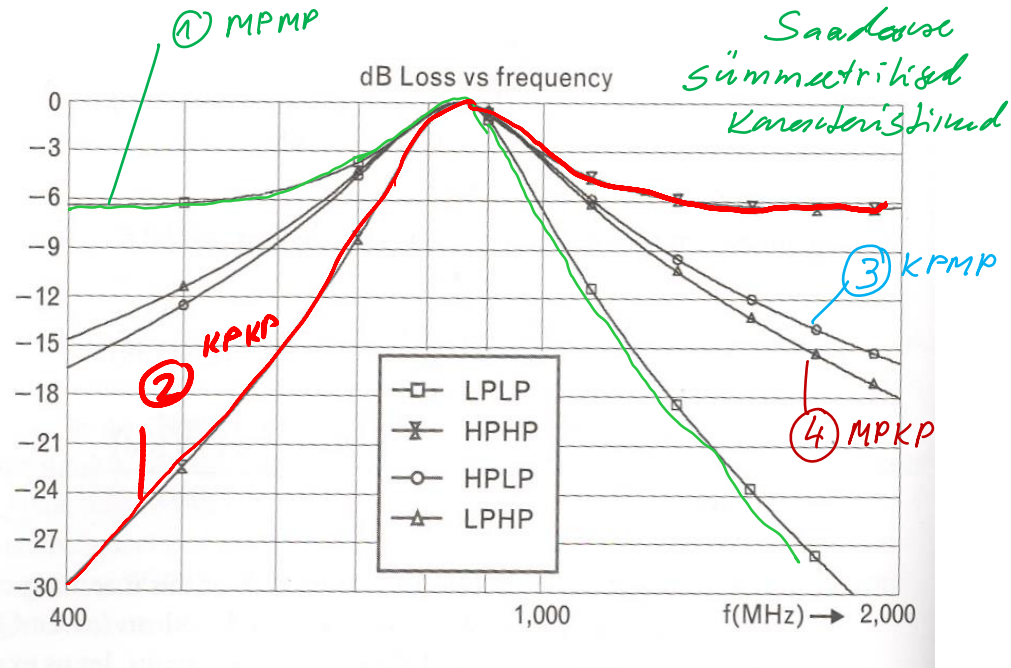


FIGURE 5.39
Comparison of the four different Tee-circuits used for high-Q matching. For maximum selectivity at high or low frequency, use all lowpass or all highpass topology. Mixing lowpass and highpass elements provides the most symmetrical bandpass frequency response.

Piirdume siinkohal ülaltoodud sidestusskeemide näidetega, veel vaatleme sobituse-sidestusega soetud üldisemaid põhimõtteid resonantsvõimendite juures.

1.3.9.8. Võnkeringide kaasaegsed lahendused

Teatavasti tänapäevaste lahenduste järjest suurenev integreerituse tase seab täiendavaid nõudeid ka võnkeringidele. Võnkering oma klassikalisel kujul on suuregabariidiline ja suhteliselt ebatehnoloogiline; olukorra parandamiseks on püütud parandada neid võnkeringide puudusi.



A. **Keritud miniatuursed induktiivsused** realiseeritakse kas magnetdialektikust näiteks karbonüülrauast (stabiilsem, kõrgsageduslikum) või siis ferriidist (suurema magnetilise algläbitavusega) mantelkorpusega või siis toroidsüdamikul. Selliste poolide mõõtmed ulatuvad mõnedesse millimeetritesse, sageduspiirid mõnesaja megahertzini, hüvetegurid paarisajani.



B. **Kiletehnoloogias valmistatud induktiivsused** – mis kujutavad endast dielektrilisel plaadil olevaid lamedaid spiraalikujulisi voolujuhtivaid ribasi. Väikese induktiivsuse tõtu on need kasutatatavad mõnesajast megahertzist kuni gigahertzideni välja. Nende hüved võivad ulatuda 80…160 –ni, kuid tavaliselt on need suurusjärgus 30…60. Hüvet vähendavalt mõjub teisel pool plaati asetsev metallekraan. Induktiivsuse suurendamiseks pihustatakse spiraal ferromagneetilisele alusplaadile; sellega saavutatakse induktiivsuse suurenemine orienteeruvalt kuni 2 korda; hüva aga langeb umbes veerandi võrra.

C. **Väikeste kondensaatorite** valmistamiseks kasutatakse ka kiletehnoloogiat, olles nii realiseeritav koos induktiivsusega. Kasutatakse ka teisi väikesgabariidilisi kondensaatoreid, eriti võnkeringide järelhäälestuseks. Diskreetseks järelhäälestuseks saab kasutada nii kondensaatori plaatide kui ka pooli keerdude külgeühendamise – äravõtmise jootmis – või siis lõikamismeetodit.

1.4. MEHHAANILISELE RESONANTSILE TUGINEVAD FILTRID

1.4.1. Piesoefektile tuginevad filtrid

Tuntakse üle 1000 aine, millised omavad piesoelektrilist efekti. Lisaks kvartskristallile on levinumaks veel

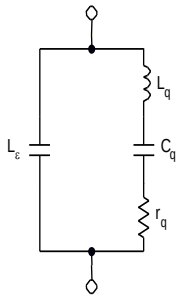
- piesokeraamika alla liigitatud baarium-titanaat.
- sünteetilised kristallid nagu liitium tantalaat,
- piesopooljuhtmaterialid tsinkoksüüdi, kaadmium sulfiidi, gallium arseniidi näol jt.

Teatud nurga all kristalli telgede suhtes välja lõigatud piesoelektriline plaadikene koos plaadihoidjatega moodustabki resonaatori. Tänu päri – ja vastupidisele piesoefektile on võimalik üle kanda mehhaanilised võnkumised elektrilisteks ja vastupidi.

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

1.4.2. Kvartsresonaatori aseskeem

Vaatleme kavartsresonaatori elektrilist aseskeemi (joon 1.4.1).



L_q, C_q – *dünaamilised L ja C;*

C_ε – *staatiline C.*

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

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

Joon. 1.4.1

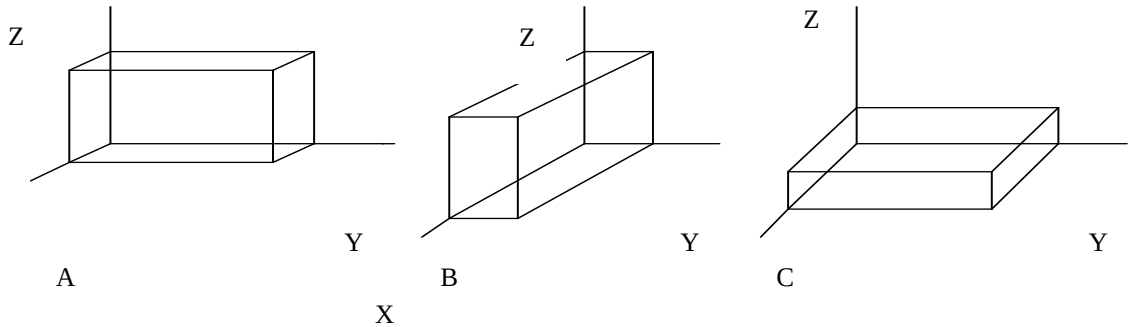
D. Induktiivsus L_q ja mahtuvus C_q koos kaotakistusega r_q kajastavad kvartsplaadi võnkumistest tekkinud suurusi.
E. Mahtuvus C_e on kvartsplaadi hoidjatevaheline mahtuvus. Nagu võib nähe, tekivad ahelad kaheks resonantsiks.
F. Järjestikresonants moodustub L_q ja C_q vahel,
G. Paralleelresonants moodustub L_q ja järjestikkuste C_q ning C_e vahel. Vastavad resonantssageduste valemid on toodud joonise kõrval.
H. Resonantsageduste stabiilsus sõltub ümbritseva keskkonna temperatuurimuutustest ja kvartsplaadi lõikest. Nii näiteks AT lõike suhteline temperatuuristabiilsus on temperatuurivahemikus $-55°C$ kuni $+105°C$ on $\pm 50 * 10^{-6}$, temperatuurimuutustel $\pm 5°C$ nimitemperatuuri suhtes aga suurusjärk väiksem.
I. Pöörame veel tähelepanu sellele, et kvartsplaat on võimeline võnkuma lisaks põhiharmoonilisele veel paaritutel kõrgematel harmoonilistel.

Kvartsresonaator võib võnkuda erinevatel mehhaanilistel deformatsioonidel; sellest sõltub eelkõige resonaatori võnkesageduspiirkond, võnkevõimsus:

Sagedus kHz	4...50	30..150	50...150	150...500	800...1000
Deform. liik	paine	vääne	tõmme	vääne	nihe
Võimsus mW	0.1	1.0	2.0	2.0	5...10

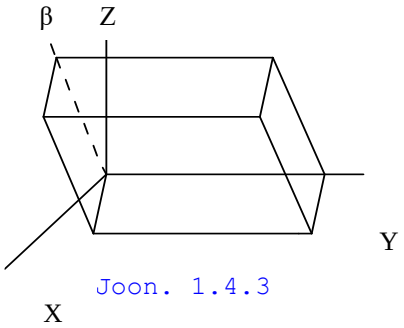
Sagedus MHz	10...20	10...20	20...60	50...125
Deform. liik	nihe	nihe,	3h nihe,	3h nihe,
Võimsus mW	2.5...5	2...4	1..2	1..2

Kvartskristallist võib kvartsplaati välja lõigata mitmeti. Eristatakse X (XY), Y (YX) ja Z (ZX) lõikeid (joon. 1.4.2, a,b,c)



Joon. 1.4.2

Need on otselõiked. Tavaliselt kasutatakse rohkem kaldlõikeid (joon.2.5.6). Tähistuses näidatakse ära, millise kvartsplaadi ääre ümber on pööramine toimunud (l-pikkus, b-laius, s-paksus) -ja millise nurga võrra millisel lõikel. Nii näiteks on tuntud Y lõiked nimetustega AT Yl nurk+34...35° , CT Ynurk+38^6 1a BT Ynurk -48...-50°, kus on pööratud ümber plaadi pikkuse serva (joon. 1.4.3)



Tähistatakse
YXZ } lõige

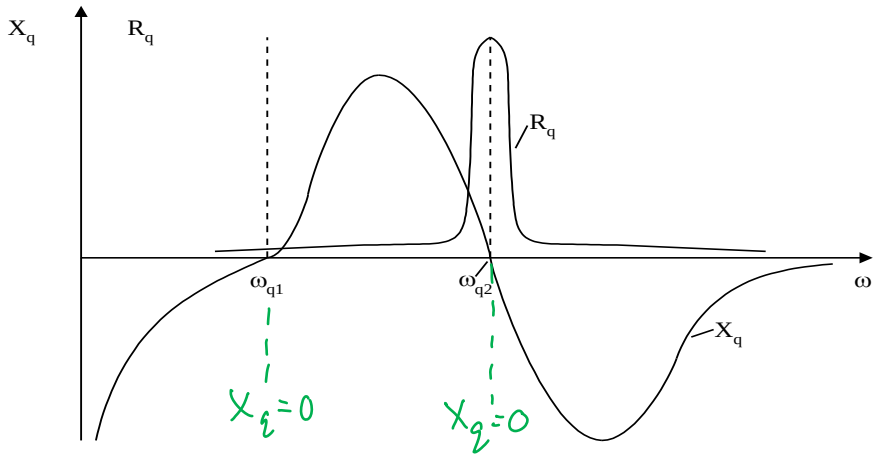
Joon. 1.4.3

- **Kvartsresonaatori parameetrid**

Avaldame kvartsresonaatori kogutakistuse Z_q

$$Z_q = \frac{\frac{r_q}{\omega \cdot C_\varepsilon} - j\left[r_q{}^2 + \left(\omega \cdot L_q - \frac{1}{\omega \cdot C_q} \right) \cdot \left(\omega \cdot L_q - \frac{1}{\omega \cdot C_q} - \frac{1}{\omega \cdot C_\varepsilon} \right) \right]}{\omega \cdot C_q \cdot \left[r_q{}^2 + \left(\omega \cdot L_q - \frac{1}{\omega \cdot C_q} - \frac{1}{\omega \cdot C_\varepsilon} \right)^2 \right]} = R_q + jX_q .$$

Vastavad aktiiv- ja reaktiivosade sagedussõltuvused on toodud joonisel 1.4.4.



$$f_{järj} = \frac{1}{\sqrt{L_q \cdot C_q}} \qquad f_{parall} = \frac{1}{\sqrt{L_q \frac{C_q C_\varepsilon}{C_q + C_\varepsilon}}}$$

Joon. 1.4.4

Järgnevalt vaatleme järjestikresonantsi temperatuurisõltuvust. Aproksimeerime selle küllaltki hästi kokkulangevaga kolmandat järku polünoomiga

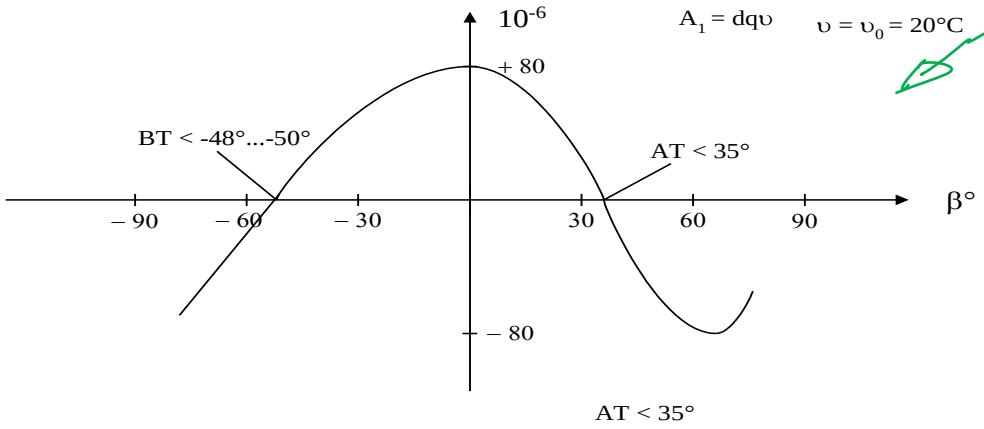
$$\omega_{q1} = \frac{1}{\sqrt{L_q \cdot C_q}} = \omega_q \cdot \left[1 + a_1 \cdot (\vartheta - \vartheta_0) + a_2 \cdot (\vartheta - \vartheta_0)^2 + a_3 \cdot (\vartheta - \vartheta_0)^3 \right]$$

Võttes siit temperatuuri järgi tuletise, saame resonantssageduse temperatuuriteguri

$$\alpha_{q\vartheta} = \frac{\frac{\partial \omega_{q1}}{\partial \vartheta}}{\omega_{q0}} = a_1 + 2 \cdot a_2 \cdot (\vartheta - \vartheta_0) + 3 \cdot a_3 \cdot (\vartheta - \vartheta_0)^2$$

$\vartheta_0 = 20°$
$\vartheta = 20°$

Eeldame nüüd, et lähte- ja jooksev keskkonnatemperatuur on võrdsed. Siis muutuvad sulgudes olevad avaldised nulliks ja jääb järgi liige a_1. Teisiti öeldes, temperatuuride võrdsuse korral temperatuuritegur on määratud teguriga a_1. Tegur a_1 sõltub kvartsplaadi lõikenurgast, vastav sõltuvus on toodud joon. 1.4.5.
Sealt on näha, et on olemas nii positiivse kui ka negatiivse märgiga temperatuuritegurid - järelikult peab olema ka nulline temperatuuritegur. Sellisteks lõigeteks ongi lõiked AT ja BT.
Tuleb aga rõhutada, et nulline temperatuuritegur on vaid siis, kui keskkonna temperatuur võrdub lähtetemperatuuriga - +20ºC. Kõrvalekaldumisel sellest tekivad kohe temperatuuriteguri avaldises täiendavad liikmed, mis viivad nullist erinevale temperatuuritegurile.



Joon. 1.4.5

Vaatleme veel lõigete AT ja BT ülejäänud koefitsientide väärtusi hindamaks temperatuuritegurit nullist erinevate temperatuuride vahe korral:

Koefitsient	AT	BT	Kordaja	Ühik
a_1	0	0	10^{-6}	$1/K$
a_2	0,4	-40	10^{-9}	$1/K^2$
a_3	109,5	-128	10^{-12}	$1/K^3$
J – res. sagedus	1662/s	2550/s		KHz/mm

K - Kelvini kraadid; s - kvartsplaadi paksus mm.

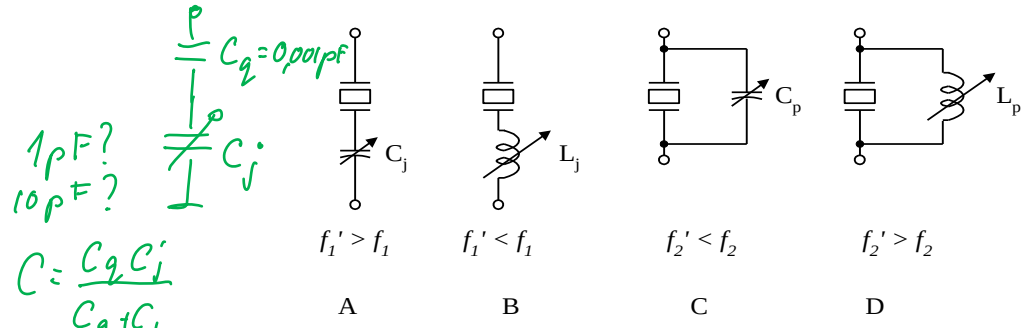
Huvipakkuvaks osutub ka tabel kvartsresonaatori parameetritega; toome siin jällegi resonaatorite näited AT ja BT lõigete varal:

Lõike nimetus	C pF	C_q pF	L_q mH	r_q oomi	r_0 megaoomi	Q	f_{q1} kHz
AT	12.6	0.00273	3000	141	10.5	75000	556
BT	46.2	0.0212	37	3.6	1.3	365000	5580

AT resonaatori mõõtmed on 3*13*33 mm, BT - 0.44*25*25.5 mm.

Vaatleme viimasest tabelist kvartsresonaatoreile iseloomulikke parameetrite väärtusi. Nimelt - väga väikest dünaamilist mahtuvust ja suurt dünaamilist induktiivsust. Siit tuleneb kaks iseärasust - ***kõrge lainetakistus ja väga väikesed võimalused kvartsresonaatori järgihäälestuseks ja sagedusdeviatsiooniks***. Tegelikult on viimane omadus soovitud tulemus - sagedusstabiilsus on tagatud resonaatori sisemiste parameetritega ja

vähene alluvus väliste parameetritele muutustele tagabki kvartsostsillaatorite kõrge stabiilsuse. Selgitame seda joon. 1.4.6 abil.



Joon. 1.4.6

Tõepoolest, soovides kvartsostsillaatori võnkesagedust mõnevõrra muuta, tuleks kasuta resonaatoriväliseid reaktiivelemente, saades kas resonaatori järjestikresonantsageduse f_1 muutuse f_1'-ks (joonisel a,b) või paralleelresonantsageduse f_2 muutuse f_2'-ks (c,d).

Mahtuvuste suhet C_ε / C_q nimetatakse mahtuvuslikuks koefitsiendiks. See suhe kvartsresonaatori korral ei saa olla alla 125. Seega paralleel- ja järjestikresonantside vahe (erinevus) ei saa olla üle 0,4% järjestikresonantsi suhtes. Mida suurem on mahtuvuslik koefitsient, seda lähemal üksteisele on ülalmärgitud resonantsagedused. Piesokeraamikal on see suhe 40…200.

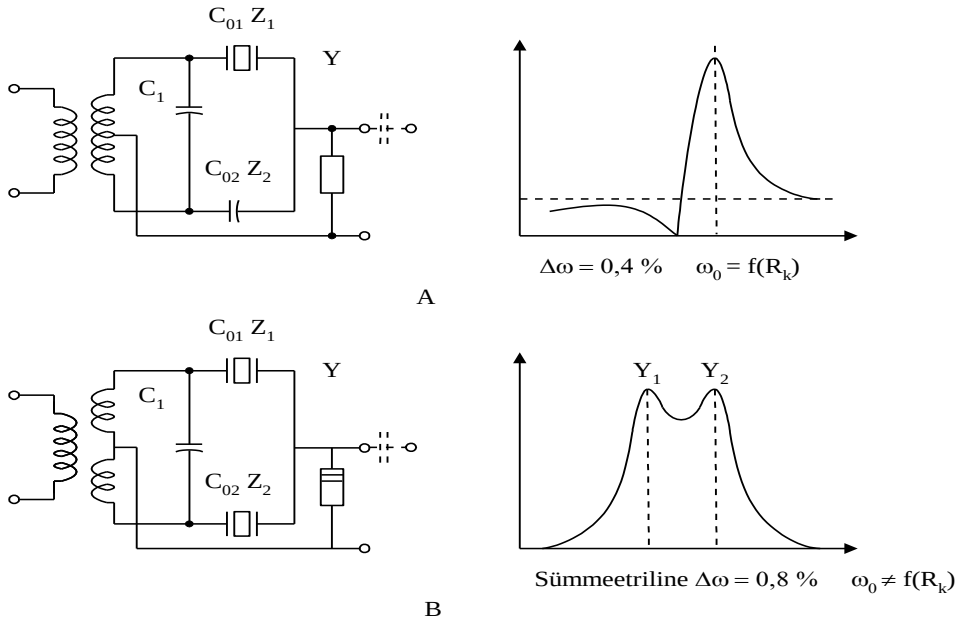
1.4.3. Kvartsfiltrid

Vaatleme filtreid, millised on koostatavad standartsete kvartsresonaatorite baasil, jagunedes kolmeks eriliigiks

võre- ehk sildsstruktuurideks, treppstruktuurideks ning ahelstruktuurideks :

A. 2. ja 4. järku võrestruktuuriga filtrid e filtrid sildskeemiga

Sildskeemides lülitatakse piesoresonaatorid tasakaalustatud silla õlgadesse. Diferentsiaalses sildskeemis kasutatakse vaid kahte reaktiivset kaksklemmi (joon 1.4.7. A,B.)



Joon. 1.4.7

See on võimalik tänu diferentsiaaltrafos tekkivale faasivahele. Koormuse (ja generaatori) takistused valitakse võrdseks karakteristlikule takistusele kesksagedusel:

$R_{koorm} = 1/2\pi\ f_{res}\sqrt{C_{01}C_{02}}$, kus mahtuvused C_{01} ja C_{02} on kaksklemmide Z_1 ja Z_2 staatilised mahtuvused kaheresonaatorilise (B) variandi korral või piesoresonaatori staatiline mahtuvus C_{01} ja kaksklemmi $Z_2 = 1/\ j\omega_{res}C_{02}$ mahtuvus üheresonaatorilise (A) filtri korral.

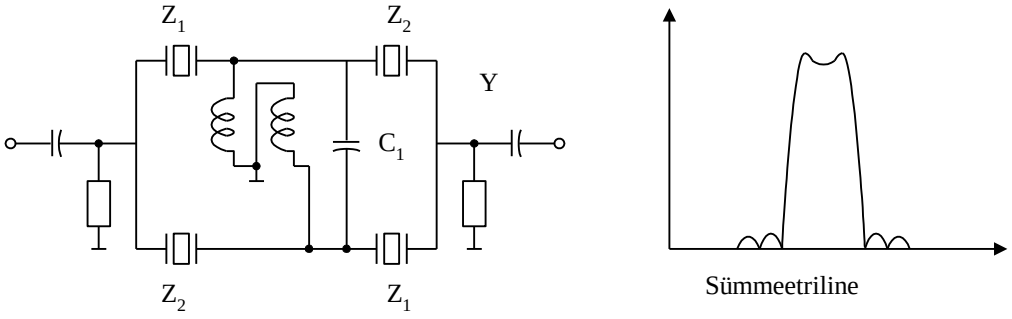
Üheresonaatorilises diferentsiaal-sildskeemiga filtris on signaali läbilasketingimused täidetud piesoresonaatori paralleel – ja järjestikresonantssageduste vahelisel sagedusalal.

Seejuures suurim ribalaius kvartsfiltri korral ei ületa 0,4% kesksagedusest. Kui resonaatori staatiline mahtuvus C_0 võrdub teises õlas oleva kondensaatori mahtuvusega, siis filtri sumbuvuskarakteristik tuleb sümmeetriline, üldjuhul aga saadakse karakteristik joonisel (A) skeemi kõrval toodud kujul. Sisuliselt seisneb kondensaatori C_{02} (mis tavaliselt on järgihäälestatav) roll kvartsresonaatori paralleelmahtuvuse neutraliseeerimises;

Kaheresonaatorilise filtri korral on saavutatav maksimaalne ribalaius poole suurem, küündides (kesksageduse suhtes). 0,8% -ni. Nii näiteks 100 MHz korral saame maksimaalseks ribalaiuseks 0,8 MHz. Kaheresonaatoriliste filtrite iseärasuseks tuleb lugeda koormuse väikest mõju ribalaiusele. Saadakse sümmeetriline sageduskarakteristik (vt joon. 1.4.7. B)

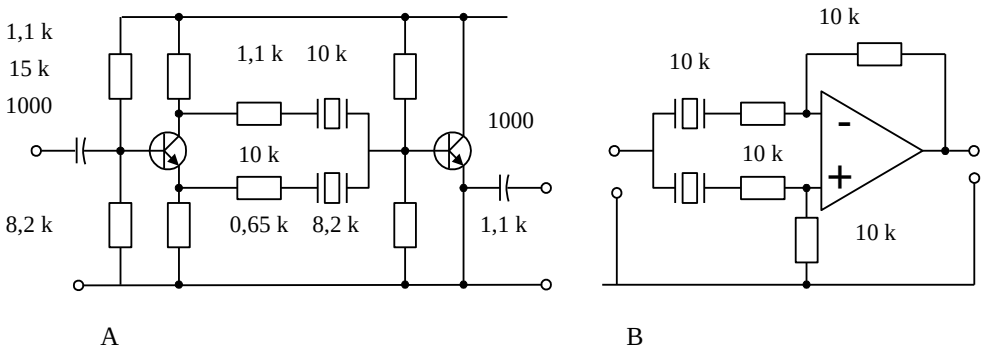
Sumbuvuskarakteristikuid saab muuta, kasutades filtrite jadaühendusi. Seejuures teatavasti filtrite sumbuvuskarakteristukud korrutuvad üksteisega. Nii saab ka siin realiseerida filtreid erinevate omadustega – Butterworthy, Besseli jm filtritüüpide järgi. Samas aga selliseid keerukaid paljulülilisi filtreid on konstruktiivselt raske sobitada kokku mikroskeemitehnikaga.

Nelja resonaatoriga filtri näide ja vastav karakteristik on toodud joonisel 1.4.8.



Joon. 1.4.8

Filtri mõõtmeid saab vähendada, kui kasutada faasi pööramiseks transistori trafo asemel. (joon 1.4.9. a) Vastavaid filtreid kutsutakse siis aktiivseteks või ka hübriidfiltriteks.

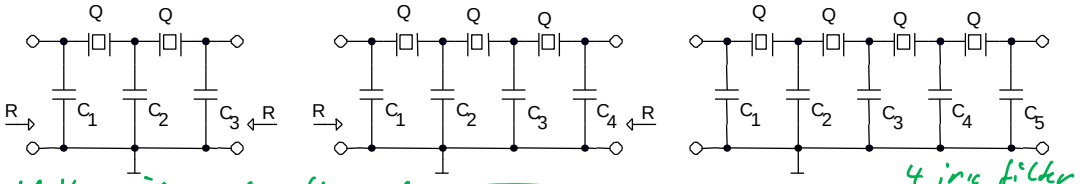


Joon. 1.4.9

Kui aga kasutatakse piesokeraamilisi filtreid mikroskeemide vahendusel, saadakse integraalsed piesoelektrilised filtrid (joonisel b).

Võrestruktuuriga filtreis on saavutatav ribalaius 0,02...0,35% resonantssagedusest. See annab 1MHz kohta 200...3500 herzi ribalaiust, mis on ehamikeks rakendusteks piisav. Nende filtrite sageduskarakteristikuid saab samuti aproksimeerida meile juba tuttavate aproksimatsioonide järgi. Nii näiteks on kirjanduses [8] toodud nomogrammid ja koefitsiendid Tshebõshevi, Butterworthi ja Besseli (Gaussi) filtrite koostamiseks. **Sümmeetriliste võrefiltrite** sageduskarakteristikud on sümmeetrilised.

B. Treppstruktuuriga filtrid (joon. 1.4.10). Siin on toodud 2., 3. ja 4. järku filtrid.



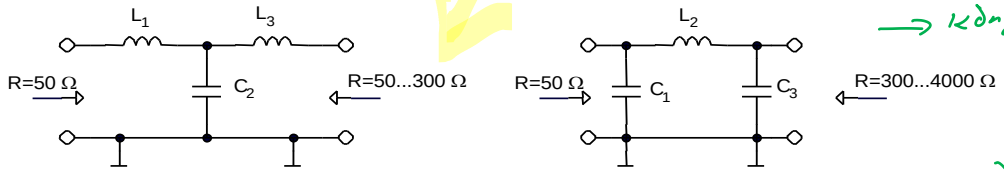
$K_{T_1} = 1;\ K_{T_2} = 2;\ K_{T_3} = 1.$

$K_{T_1} = 0{,}707;\ K_{T_3} = 2{,}121;$
$K_{T_2} = 2{,}121;\ K_{T_4} = 0{,}707.$

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

Joon. 1.4.10

Treppfiltritel 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% -sest ribalaiusest võib kasutada odavahinnalisi, madalahüvelisi kvartsresonaatoreid. Üleminekuks suhteliselt kõrgeoomilise filtri takistuselt madalaoomilisele skeemitakistusele (näiteks 50 oomi), kasutatakse laiaribalisi sobitusahelaid (joon. 1.4.11).



$C_n = \frac{1}{\omega_{mg}} X_{C_n};\quad L_n = \frac{L_q}{\omega_{mg}}$

$B_{p/-3dB} = \frac{f_{mg}}{Q_B}$

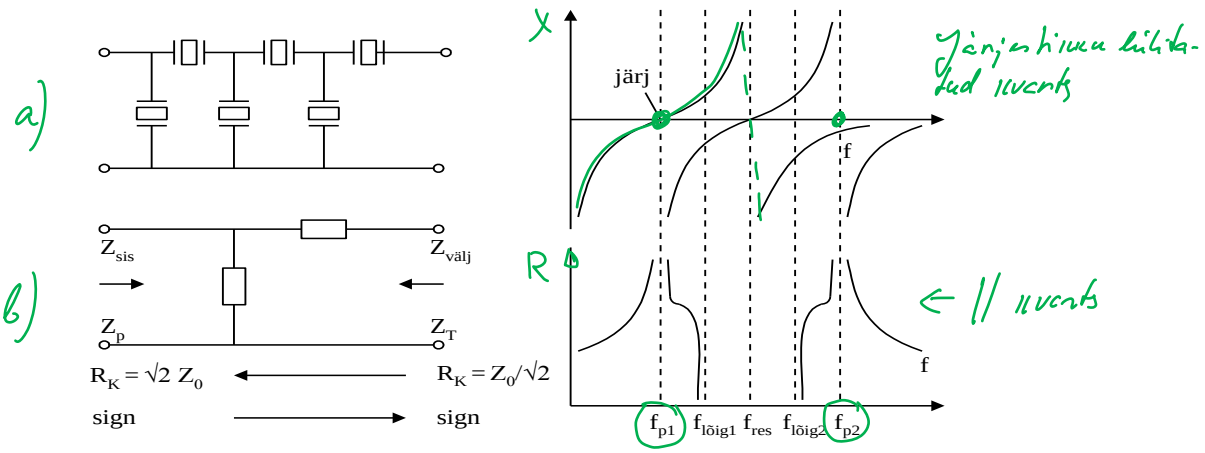
Q_B – koormatud VR hüve

Joon. 1.4.11

Mõlemis ülalmärgitud 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. 1.4.6) 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 Tshebõshevi aproksimatsiooniga, filtreid XF-302, HF-332 jt, ettenähtuna tööks kuni 30 MHZ piirkonnas.

C. Ahelskeemidena (joon. 1.4.12).



Sumbuvuse sõltuvus sagedusest

Joon. 1.4.12

Ahelskeemidena on levinud Γ kujulistest lülidest filtrid. Sellise lüli pääsuriba määratakse (vt karakteristikuid joonisel 1.4.12) lõikesagedustega $f_{lõike.1}$ ja $f_{lõike.2}$. Sagedusriba on pidev (mitte katkendlik) tingimusel, et

Skeemis järjestikku lülitatud piesoelemendi järjestikresonantssagedus võrdub skeemis paralleelselt lülitatud piesoelemendi paralleelresonantssagedusega.

Sumbuvuskarakteristik omab poolused sagedustel $f_{p1} = f_2^{'}$ ja $f_{p2} = f_1^{''}$, mis võrduvad ühe piesoelemendi paralleelresonantsiga, teise piesoelemendi järjestikresonantsiga (vt joonist).

Sumbuvuskarakteristiku lõikesagedused määravad pääsuriba ja mahasurutava riba. Kui piesoelementide järjestik- ja paralleelresonantside erinevused on ühesugused, on lõikesagedused võrdsed ning asetuvad sümmeetriliselt filtri kesksageduse $f_{resonants}$ suhtes. Nii saame

$$f_{lõike.1} \approx f_{resonants} - \Delta f_{resonants} / \sqrt{1 + C_0^{''} / C_0^{'}} \text{ ja } f_{lõike.2} \approx f_{resonants} + \Delta f_{resonants} / \sqrt{1 + C_0^{''} / C_0^{'}} .$$

Mida väiksem on sumbuvus-poolustele $f_{p2} = f_1^{''}$ ja $f_{p1} = f_2^{'}$ ja vastavate mahtuvuste suhe, seda kõrgem on filtri täisnurksuse tegur .

Realiseerimaks etteantud filtrite parameetrid on vaja tagada sobitus koormuse ja signaaliallikaga. Teiste sõnadega, **generaatori ja koormuse takistused peavad olema transformeeritud (kui nad seda esialgselt pole) võrdseks filtri karakteristlikute takistusega.** Γ kujulisel lülil (joonisel b) on kaks karakteristlikku takistust –

- sisendi poolelt Z_P
- väljundi poolelt Z_T.
- Filtris ühendatakse järjestikkused ja paralleelsed kaksklemmid omavahel, saades filtri struktuuri (joonisel a). Saadava filtri **karakteristlikud takistused kesksagedusel** on võrdsed ja avalduvad:

$$Z_P = Z_T = Z_0 = 1/2\pi f_{res} \sqrt{C_0^{'} C_0^{''}} ,$$

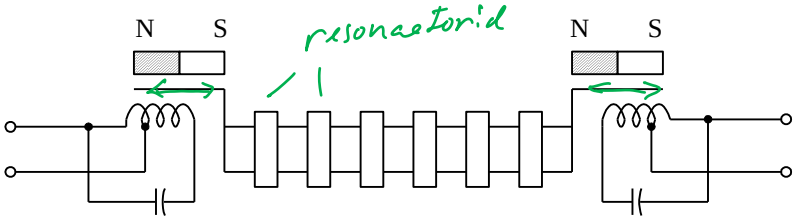
kusjuures Z_P kasvab ja Z_T väheneb sageduse eemaldumisel resonantssagedusest.

Seetõttu filtri sobitusel koormusega valitakse see võrdseks $R_{koorm} = \sqrt{2} Z_0$, kui filtri väljundtakistus määratakse takistusega Z_P (joonisel b oleks siis signaali liikumine filtri lülide suhtes paremalt vasakule, joonisel a aga hakkaks filter peale järjestikkuse resonaatoriga, lõppeks -

paralleelsega) ning $R_k = Z_0 / \sqrt{2}$, kui filtri väljundtakistus määratakse takistusega Z_T. Tavaliselt koormuse ja generaatori takistus moodustub eelneva astme kollektorkoormusest ning järgneva astme sisendtakistusest.

1.4.4. Elektromehhaanilised filtrid

Madalamatel sagedustel leiavad kasutust ka elektromehhaanilised filtrid. Need sisaldavad tavaliselt magnetstriktsiooni põhimõttel töötavaid muundureid, mis muundavad eletrilised võnked mehhaanilisteks ja vastupidi – ning rida mehhaanilisi resonaatoreid. (joonis 1.4.13).



Joon. 1.4.13

1.5. JAOTATUD PARAMEETRITEGA AHELAD

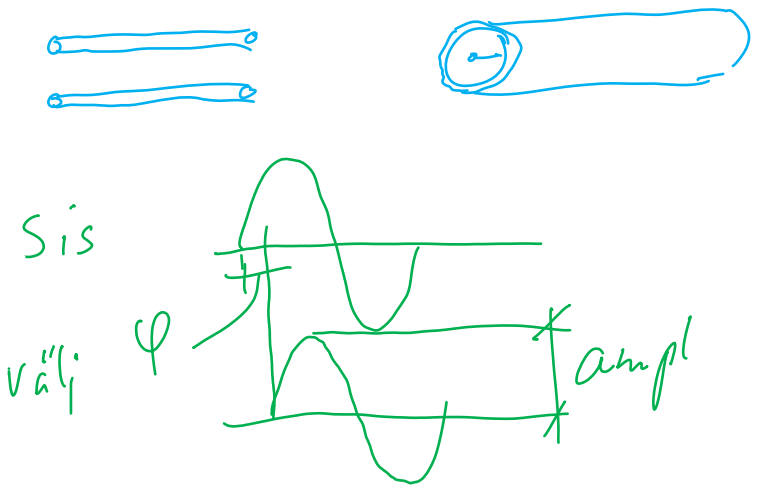
1.5.1. Hajuparameetritega liin

1.5.1.1. Lähteseosed

Ülekande- e. transmissioonliin ühendab kahte seadet omavahel. Liin ehk lainejuht on vaadeldav hajuparameetrite süsteemina – s.o. koosnevana lõpmatu paljudest elementaarsetest osakestest, kus piki liini asetsevad elementaarinduktiivsused ja kaotakistused ning paralleelselt liiniga elementaarmahtuvused ja kaojuhtivused.

Liin võib olla nii sümmeetriline maa suhtes kui ka ebasümmeetriline (vt ka p. 1.1.2; näiteks koaksiaalne)[22].

Liinides levivad elektromagnetilised lained nagu ruumiski (eetris). Kõrgematel sagedustel hakkavad liini reaktiivsed hajuparameetrid liini aktiivkadudele lisaks mõjutama signaali ülekannet, liini sise – ja väljundtakistust. Tavaliselt on liini aktiivkaod väikesed ning liini parameetrid on põhiliselt määratud liini lainetakistusega ja liini koormavate takistuste vahekordadega.



[22] Levinumad on ebasümmeetrilised liinid oma paremate varjestusomaduste tõttu.

Laskumata siin laine leviku teooriasse, toome välja mõningad olulised seosed lainejuhtide kohta:

1. Laine leviku tegur γ lainejuhis[23], koosnedes aktiiv- ja imaginaarosast, on seotud lainejuhi parameetritega alljärgnevalt:

$$\gamma = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} = \alpha + j\beta ,$$

kus

α - sumbuvustegur neprites lainejuhi pikkuseühiku kohta

β - faasitegur radiaanides pikkuseühiku kohta.

2. Liini lainetakistus[24] on määratud oma jaotatud induktiivsuse ja jaotatud mahtuvuse vahekorraga. Arvestades kaotakistusi, on see avaldatav:

$$\rho = \frac{R + j\omega L}{\gamma} = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} .$$

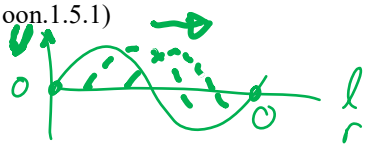
Kadudeta olukorras (R=G=0) aga saame: $\gamma = j\beta = j\omega\sqrt{LC}$ ning liini lainetakistus avaldub analoogselt võnkeringi lainetakistusega:

$$\rho = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

3. Faasi muutumiskiirus $v_{faas} = \frac{\omega}{\beta} = f\lambda_{lainejuht} = \frac{1}{\sqrt{LC}}$.

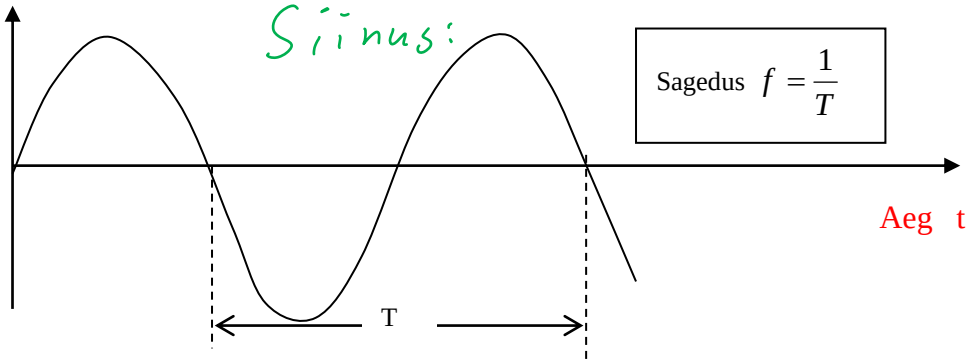
Siin $\lambda_{lainejuht}$ on lainepikkus lainejuhis ja jällegi β - faasitegur radiaanides pikkuseühiku kohta.

Siinkohal on sobilik vaadelda signaale ja signaali levikut üldisemalt (joon.1.5.1)

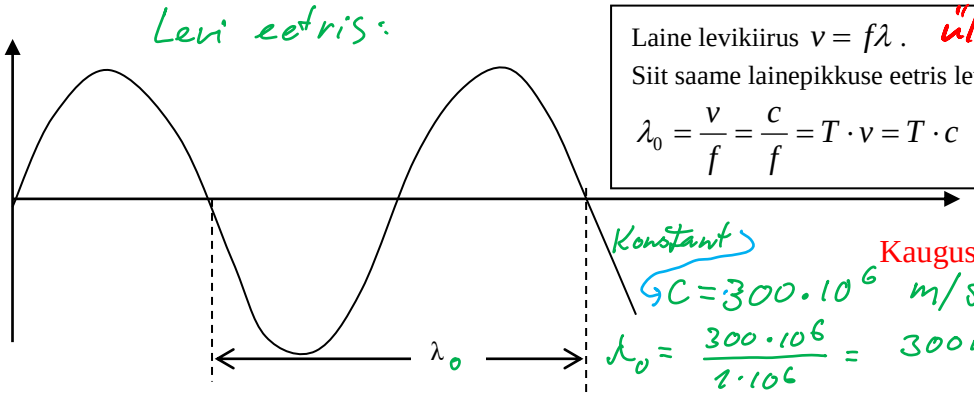


[23] wave propagation constant

[24] e.karakteristlik takistus, characteristic impedance



Sagedus $f = \frac{1}{T}$



Laine levikiirus $v = f\lambda$. üldvalem

Siit saame lainepikkuse eetris levikul

$$\lambda_0 = \frac{v}{f} = \frac{c}{f} = T \cdot v = T \cdot c$$

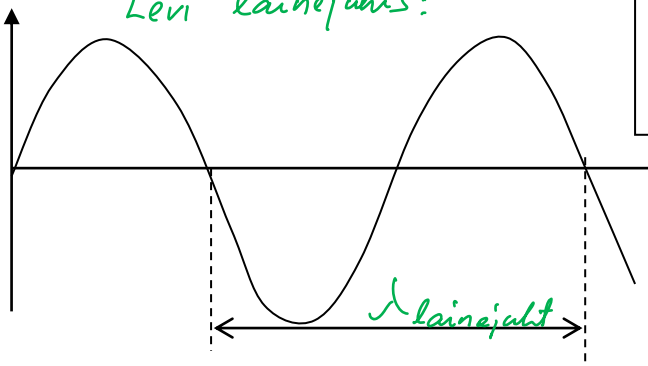
Konstant

$c = 300 \cdot 10^6$ m/sec

Kaugus r

$\lambda_0 = \frac{300 \cdot 10^6}{1 \cdot 10^6} = 300\,m$ (1MHz)

Vabas ruumis levikul - perioodi pikkus levisuunas annab lainepikkuse λ



Laine levikiirus $v_{faas} = f\lambda_{lainejuht}$.

Siit lainepikkus lainejuhis

$$\lambda_{lainejuht} = \frac{v_{faas}}{f} = v_{faas} \cdot T$$

Liinis või lainejuhis levikul - perioodi pikkus annab lainepikkuse $\lambda_{lainejuht}$

Joon. 1.5.1

Lainejuhi pikkus l

Siin laine levikiirus

$v_{faas} = \frac{1}{\sqrt{LC}} \neq$ const. ©

$\lambda_{lainejuht} \neq \lambda_0$

$L \uparrow \wedge C \downarrow \Rightarrow$ laine levikiirus väheneb!

$v_{faas} \downarrow$

ja $\lambda_{lainejuht} \downarrow$

Ps: $C = f(\varepsilon)$

1.5.1.2. Koormatud liin

Hajuparameetritega liini omadused on määratud tema lainetakistuse ρ ja koormustakistuse $Z_{koormus}$ vahekorraga. Sellest sõltub nii liini sisendtakistus kui ka nn peegeldustegur[25].

1. Liini sisendtakistus kadudeta ($\alpha = 0$) olukorras (st laine levitegur $\gamma = \alpha + j\beta = j\beta$):

$$Z_{sis} = \rho \frac{Z_{koormus} + j\rho tg\beta l}{\rho + jZ_{koormus} tg\beta l}.$$

Liini pikkus
levitegur
faasitegur radiaanides
pikkusühiku kohta

Jätame siinjuures meelde:

Liini sisendtakistus sõltub liini pikkusest l, signaali sagedusest f, liini lainetakistusest ρ ning koormustakistusest $Z_{koormus}$:

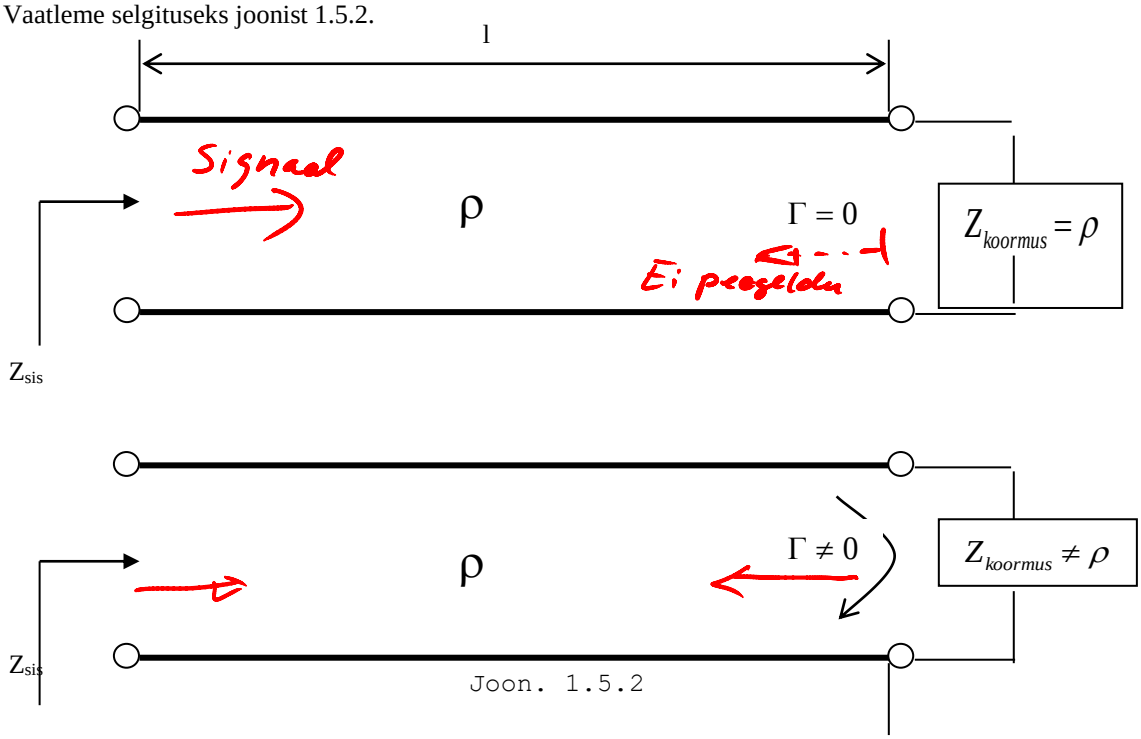
$$Z_{sis} = f(l, f, \rho, Z_{koormus}).$$

Madalatel sagedustel, kuna siis $\beta l \approx 0$, saame, et $Z_{sis} \approx Z_{koormus}$.

$Z_{sis} \approx \rho \frac{Z_K}{\rho} = Z_K$

2. Liini peegeldustegur (koormustakistuse erinevuse tõttu)

Vaatleme selgituseks joonist 1.5.2.



Joon. 1.5.2

Kui liin on sobitatud koormusega ($R_{koormus} = \rho$), siis signaali koormuselt sisendisse tagasipeegeldust ei toimu.

Peegeldustegur, mis sõltub siis koormustakistuse[26] ja liini lainetakistuse vahekorrast, määratakse alljärgnevalt:

[25] reflection coefficient
[26] Indeks L tähistab siin koormust; tegemist on peegeldusteguriga olukorras, kui koormustaksitus pole sobitatud liini lainetakistusega

NB!! Pingelainete peegeldus!

$$\Gamma_L = \frac{Z_{koormus} - \rho}{Z_{koormus} + \rho}$$

N: a) $\Gamma_L = \frac{9-9}{9+9} = 0$, $Z_k = 9$

b) $\Gamma_L = \frac{100-50}{150} = \frac{1}{3}$, $Z_k \neq 9$

iseloomustab tagasipeegeldunud (täiendavaid kadusi põhjustavat) signaalilaine suurust. Sellega on seotud ka tagasipeegeldunud signaalivõimsus[27] ehk peegelduskadu

$$P_{peegeldunud} = |\Gamma_L|^2 P_{sis}$$

$P_{peegl} = \left(\frac{1}{3}\right)^2 P_{sis} = \frac{1}{9} P_{sis}$

ning ka ülekantav võimsus[28]:

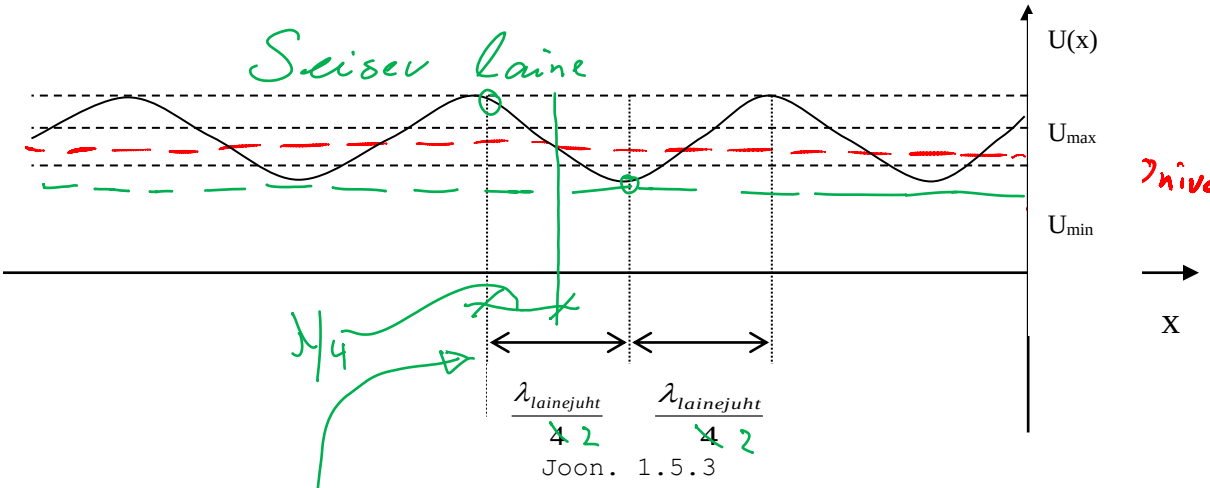
$$P_{ülekantud} = P_{sis} - P_{peegeldunud} = (1 - |\Gamma_L|^2) P_{sis}$$

$P_{ül} = \left(1 - \frac{1}{9}\right) P_{sis} = \frac{8}{9} P_{sis}$

Viimase valemi tähtsust on raske alahinnata –

Liini sobitusest (peegeldustegurist) sõltuvad otseselt signaali transmissioonikaod.

3. Seisva laine tegur. Sobitatud koormuse korral ei esine liinis signaali tagasipeegeldust; pinge omab oma maksimumväärtust ja ei muutu piki liini. Kui aga koormus pole sobitatud – saadakse liini pikkust pidi x järgnev pingelainetuse pilt (joon.1.5.3):



Joon. 1.5.3

Tekib nn seisev laine, mille miinimum- ja maksimumpunktid (pingesõlmed asetsevad üksteisest veerand lainejuhi lainepikkuse kaugusel. Amplituudimuutuse sügavus aga sõltub liini sobitusest koormusega, olles määratud seisva laine teguriga (SLT) peegeldusteguri[29] kaudu alljärgnevalt: $SLT = \frac{1+\Gamma_L}{1-\Gamma_L}$.

$\frac{1+0,3}{1-0,3} = \frac{1,3}{0,7} = 1,86$

Peegeldusteguri esitatakse tihti ka SLT kaudu: $\Gamma = \frac{SLT - 1}{SLT + 1}$

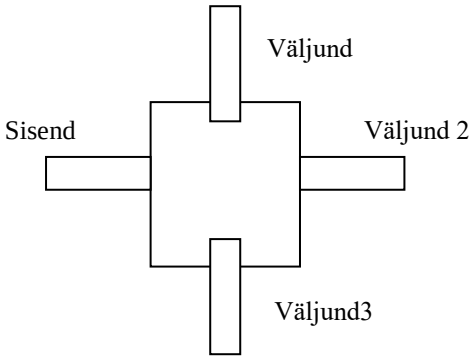
---

[27] Kirjanduses nimetatud ka kui return loss RL; $RL = 10 \lg \frac{P_{in}}{P_t}$, mis kokkuvõtlikult iseloomustab tekkinud sobituskadusi peegelduste tõttu.

[28] Nimetatud ka kui transmitted power.

[29] Voltage Standing-Wave Ratio (VSWR)

Näide. Signaal jagatakse kõrvalolevas võimsuse jagajas kolmeks. Töösageduspiirkonnas on seisva laine tegur 1,5, ülekandmiskaod (insertion losses) on 0,5 dB. Leida peegeldunud laine ja ülekantava laine võimsus protsentides.



Leiame peegeldusteguri: $\Gamma = \frac{SLT-1}{SLT+1} = \frac{0,5}{2,5} = 0,2$;

Leiame peegeldunud signaali võimsuse:

$$P_{peegeldunud} = |\Gamma|^2 P_{sis} = 0,04 P_{sis}$$;

Ülekantava signaali võimsus (insertion[30] loss): $IL = 10 \lg \frac{P_{sis}}{P_{ülekantd}} = 0,5 dB.$ Siinjuures

$$P_{ülekantud} = P_{sis} - P_{peegeldunud}$$

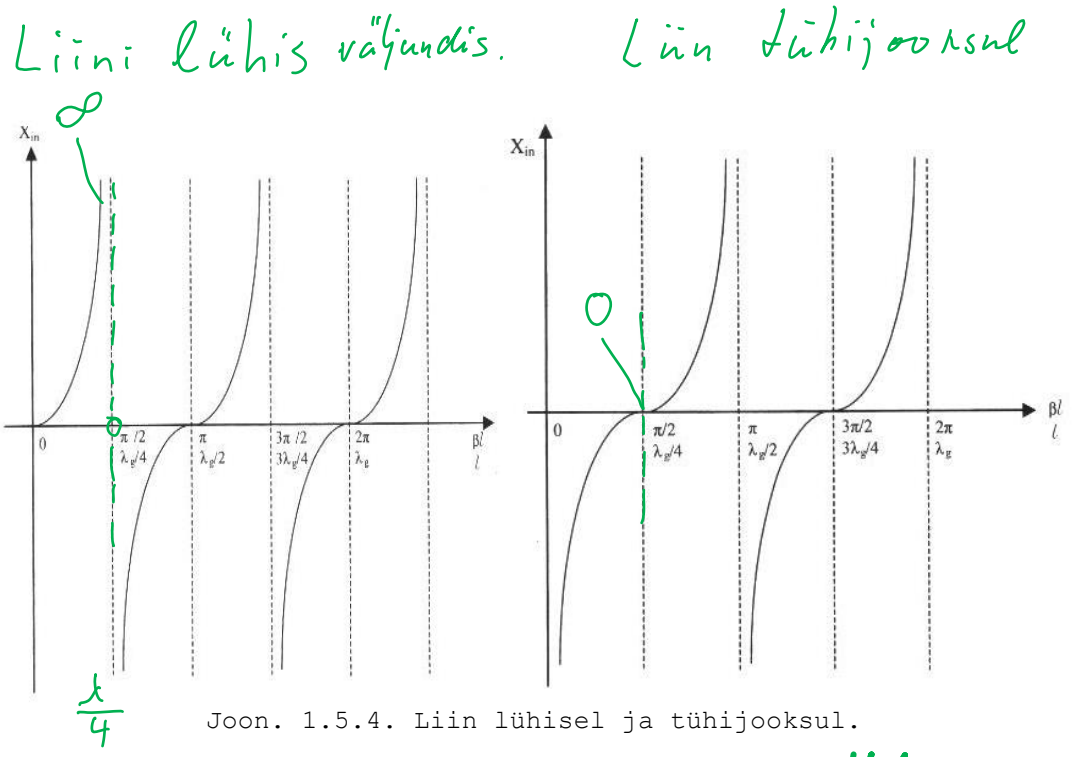
NB! Vt aPP Cad 2 Reflection calculator

1.5.1.3. Liini erijuhud

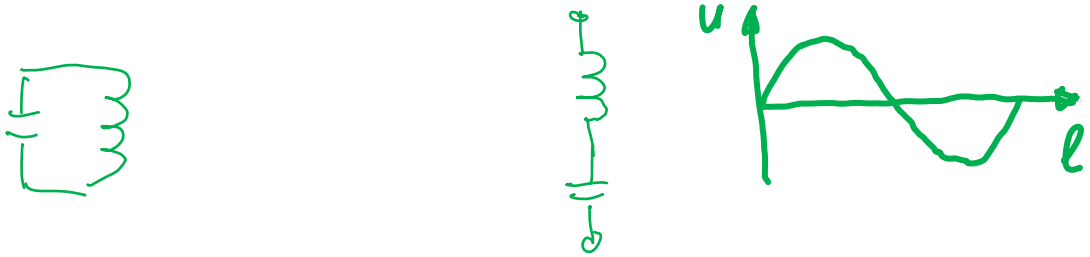
Me nägime, et liini sisendtakistus sõltub mitmestest parameetritest – k.a. liini pikkusest, koormustakistusest ja töösagedusest. See aga tähendab seda, et kindla pikkusega liinilõiku on võimalik kasutada:

- etteantud töösagedusel kui mingit kindlat takistust (liini sisendtakistuse valikuga).
- on võimalik kompenseerida liinilõiguga (mikroribaliiniga näiteks) koormuses esinevat reaktiivsust – tekitades liinilõiguga vastasmärgilise reaktiivsuse. Täpsema ettekujutuse sellest annab joonis 1.5.4).

[30] selle kaudu avaldub ka kogu sissetoodud kadu - insertion loss $IL = 10 \lg \frac{P_{in}}{P_t}$, mis kokkuvõtlikult iseloomustab sobituskadusi nii sisendis kui väljundis ning ka teisi skeemi kadusi (dielektrilised, kiirgus, juhtivuskaod)



Joon. 1.5.4. Liin lühisel ja tühijooksul.



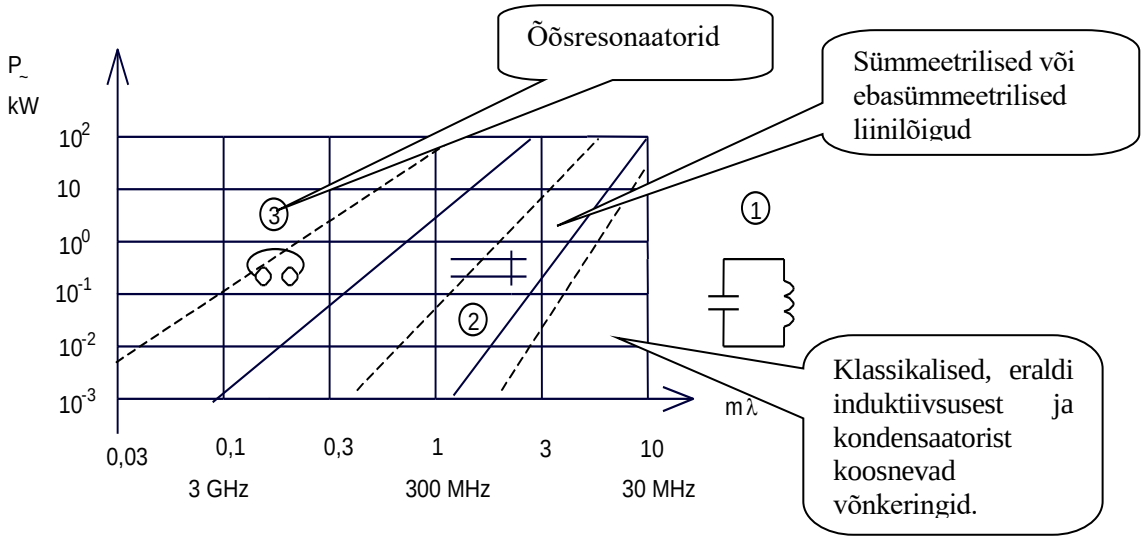
Samuti saab liinilõiku kasutada sobitusel aktiivtakistuste võrdsustamiseks (takistuste transformeerimiseks). Koormuse näiteid vaatleme edaspidi, KS lairiba võimendite juures – siin aga märgime kahe enamkasutatava liinilõigu – veerandlaine liinilõigu omadusi (vt ka joon.1.5.4):

- Lühistatud veerandlainelõigu sisendtakistus on lõpmatu suur (esimeses lähenduses on vaadeldav kui paralleelvõnkering).
- Tühijooksul töötava veerandlaine lõigu sisendtakistus on null (esimeses lähenduses on vaadeldav kui järjestikvõnkering).

Need omadused kehtivad siis sagedusel (ehk siis signaali lainepikkusel liinis), milline vastab liinilõigu veerandlaine pikkusele.

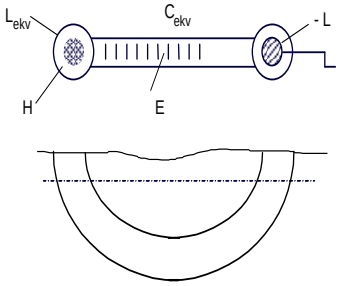
1.5.2. Erinevate filtritüüpide kasutussagedused

Erinevatel sagedustel ja erinevatel võimsustel kasutatakse erinevaid resonaatoritüüpe. Jaotatud parameetritega filtrid leiavad enamasti kasutamist sagedusel ülespoole 1,5 GHz, kuna madalamatel sagedustel on nende mõõtmed, võrrelduna diskreetsetel elementidel realiseeritavate filtritega, suhteliselt suured.
Joonisel 1.5.5 tuuakse ära resonaatorite tüüpilised rakendusalad suurematel võimsustel. Pidev joon tähistab resonaatorite põhiliste rakendusalade piire. Punktiirjoon tähistab orienteeruvaid üleminekutsoone, kus on kasutusel mõlemat liiki resonaatorid.



Joon. 1.5.5

Sektsioonis 1 on kasutusel klassikalised LC võnkeringid
Sektsioonis 2 on erilise kasutuse leidnud mikroribaliinid, millised konstrueeritakse vahetult montaazplaadil trükiskeemitehnika abil.
Sektsioonis 3 jagunevad õõsresonaatorid koaksiaalseteks, toroidaalseteks ja silindrilisteks. Koaksiaalsed võivad töötada kas lühisreziimis, tühijooksureziimis või pool-lühisreziimis, kus siis üks resonaatori ots on lühistatud, teine mitte.



$$\omega = \frac{1}{\sqrt{L_{ekv} C_{ekv}}}$$

Joon. 1.5.6

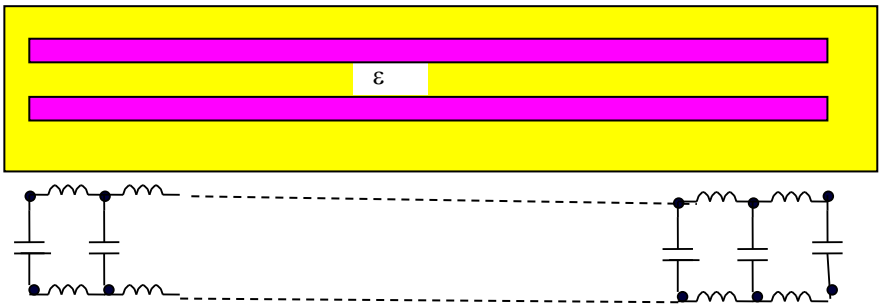
Toroidresonaatorites (joon. 1.5.6) toimub tänu vastavate resonaatori kujule magnetvälja kontsentreerumine äärtes ja elektrivälja kontsentreerumine kondensaatori plaate meenutava suurepinnaliste keskosade vahel. Vastavaid resonaatori osi võib siis vaadelda ekvivalentsete induktiivsustena ja mahtuvustena.

Samas võib sooritada ka resonaatori resonantssageduse järelhäälestust voolujuhtiva plaadikesega, mille asendi muutmisega saab reguleerida plaadikesega sisseviidavat negatiivset induktiivsust (teatavasti plaadis indutseeritud voolud mõjuvad magnetvälja - seega ka induktiivsust - vähendavalt).

Silindriline resonaator - nagu nimigi juba ütleb - on silindrikujuline.

1.5.3. Filtrid mikroribaliinidel

Mikroribaliinid tänu nende tehnoloogilisusele ja kompaktsusele (ÜKS diapasoonis) on domineerivaks hajuparameetritega filtritüübiks sagedustel üle 1 GHz, kasutamist leiavad aga ka madalamatel sagedustel, alates juba mõnesajast megahertzist. Mikroribaliin on hajuparameetritega ülekandeliini erijuht, kujutades endast kindla pikkusega (nagu nimigi ütleb – suhteliselt lühikest) liini, mille filtreerivad omadused sõltuvad nii liini mõõdetest kui ka alusmaterjali – dielektriku omadustest.
Teatavasti kujutab hajuparameetritega süsteem endast lõpmatu suure arvu ja seega ka lõpmatu suure tihedusega elementaarmahtuvuste – ja induktiivsuste kogumit. Ribaliin oleks kujutletav kahe voolujuhtiva ribana väikeste kõrgsageduskadudega dielektrikul. Ribad on vaadeldavad kui elementaarinduktiivsuste järjestikühendus (teatavasti on igal voolujuhil ka oma induktiivsus, mis on hajutatud piki juhti). Ribadevaheline mahtuvus (kui 2 voolujuhtivat plaati vahepealse dielektrikuga (läbitavusega ε)) on aga vaadeldav kui ribadevaheline jaotatud mahtuvus (joon.1.5.7).

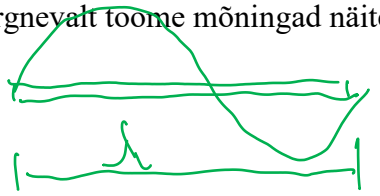


Joon. 1.5.7

Seega teatud lähendusega saab hajuparameetritega filtrit vaadelda kui filtrit, mis koosneb induktiivsustest ja mahtuvustest.
Hajuparameetritega filtreid saab sünteesida samuti erinevate aproksimatsioonide (Besseli, Tšebõševi vm) järgi; kuna siin on aga tegemist vahetult konstruktiivse lahendusega, on vastav projekteerimine ka keerukam. Tänapäeval projekteeritakse sellised filtrid ÜKS diapasoonile vastavate modelleerimisprogrammide abil.

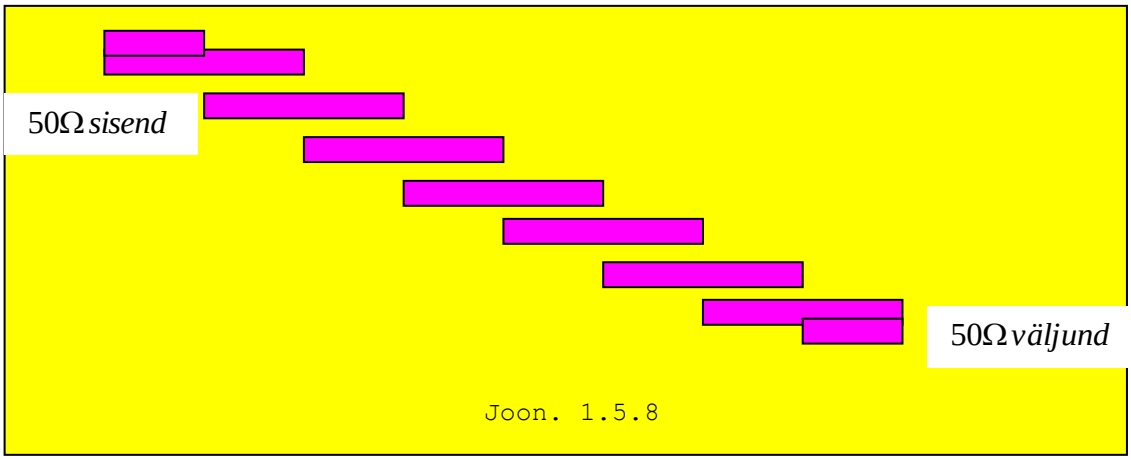
$\varepsilon \uparrow \Rightarrow c \uparrow$ $\quad v_{faas} = f\lambda = \frac{1}{\sqrt{LC}} \downarrow$

Järgnevalt toome mõningad näited filtritest:



$\lambda \downarrow \Rightarrow \frac{\lambda}{4} \downarrow$

- **Äärte kaudu sidestatud ribafilter** (edge-coupled bandpass filter). Tegemist on kitsaribalise filtriga; skeemi puuduseks on aga suur signaali väljakiirgus, mis tingib filtri varjestusvajaduse (joon.1.5.8).

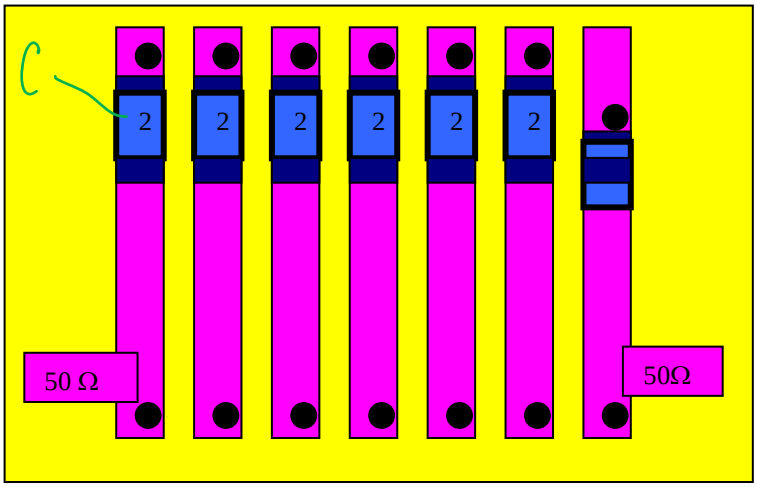


Joon. 1.5.8

Filter algab ja lõppeb madalaoomilise (50 oomi) sidestusosaga; see saavutatakse suuremapindalalise plaadikesega. Filter ise on selektiivsuse tagamiseks kõrgeoomilisem – keskel tegemist on kitsamate ribadega.

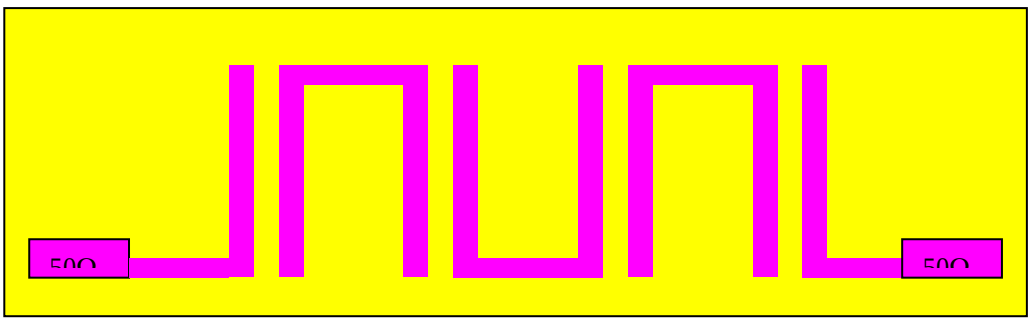
- **Kombineeritud joon-ribafilter** (combline bandpass filters).

Siin on (joon. 1.5.9) kasutatud nii diskreetseid (lumped) elemente (kondensaatorid) kui ka hajuelemente (ribad). Nii saadakse näiteks 1 GHz diapasoonis minimaalsete mõõtmetega filter – näiteks 7. järku filter oleks natuke üle tolli pikk. Must täpp tähistab ühendust alumise maandatud plaadiga.



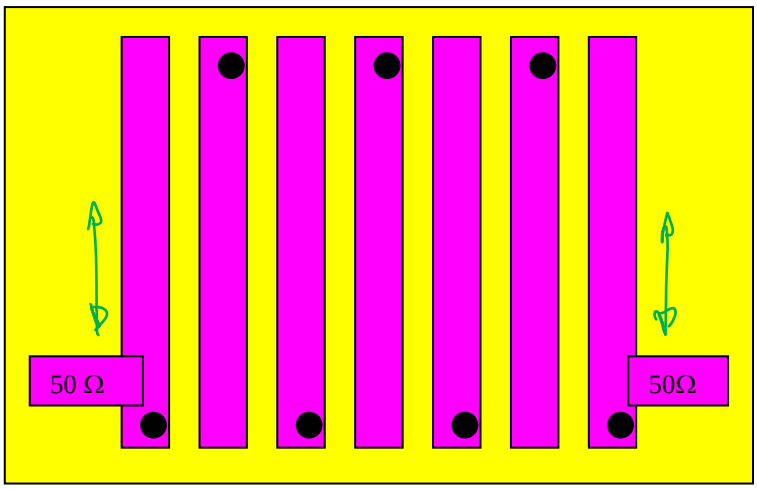
Joon. 1.5.9

- **Murtud ääre-sidestusega ribafilter** (folded edge-coupled bandpass filter). Toodud (joon.1.5.10) lahendus annab analoogse tulemi kui esimene näide, kuid on mõõtmetelt tunduvalt suurem (8 tolli 7 järgulise 1 GHz filtri realiseerimiseks)



Joon. 1.5.10

- **Vahelduv – suunaliste ribidega ribafilter** (interdigital bandpass filter). Võrrelduna kombineeritud ribafiltriga vajab rohkem ruumi (2 tolli 7 järgulisele 1 GHz filtrile), on samuti kitsaribaline (joon.1.5.11).



Joon. 1.5.11

- **Veerandlaine pikkune liinilõik.** Veerandlaine pikkune liinilõigu 2 põhiomadust:

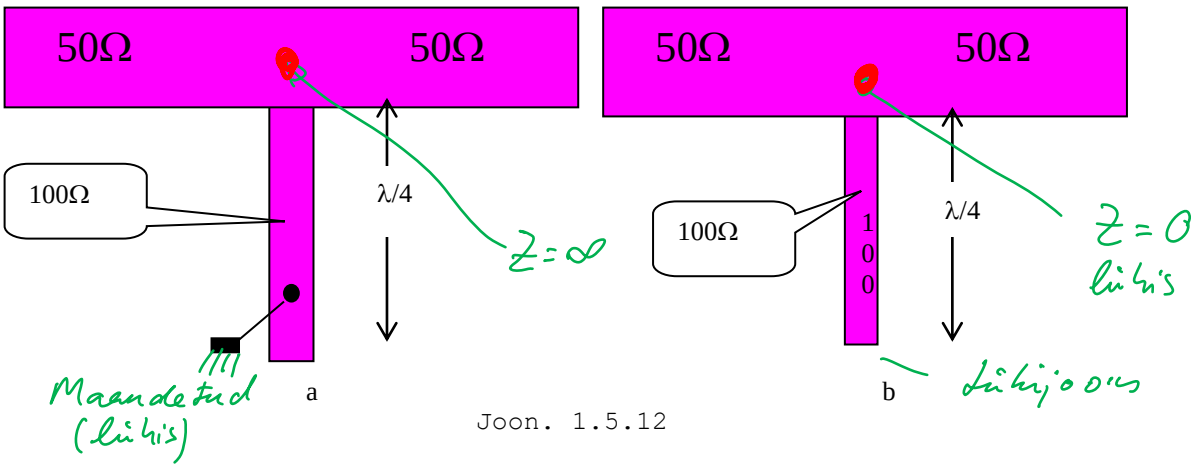
1. **Lühistatud liinilõik on oma avatud otstes lõpmatu** suure takistusega (sellel sagedusel, mis vastab veerandlaine pikkusele).
2. **Liinilõik tühijooksul annab teises otsas lühise** (sellel sagedusel, mis vastab veerandlaine pikkusele).

Nendele omadustele tuginevad järgmised filtrite konstruktsioonid (joon .1.5.12,a,b):

A. Lühistatud liinilõiguga (shorted-stub) ribafilter (pääsufilter)
B. Avatud liinilõiguga (open-stub) rezektorfilter
C.

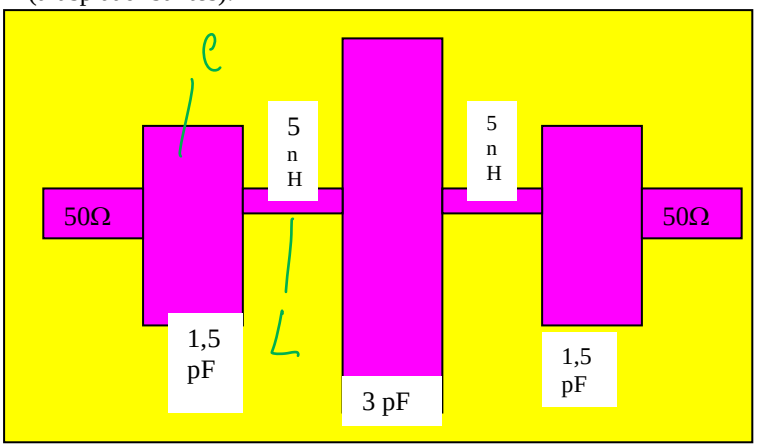
Tuletaksime meelde, et lainepikkus on määratud valemiga $\lambda_{lainejuht} = \frac{v_{faas}}{f} = v_{faas} \cdot T$.

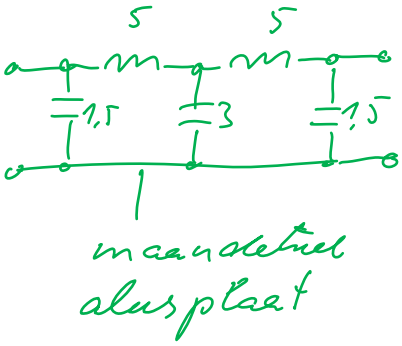
Siin omakorda faasikiirus on määratud $v_{faas} = \frac{\omega}{\beta} = f\lambda_{lainejuht} = \frac{1}{\sqrt{LC}}$. Siit siis näeme otseselt liini lainepikkuse sõltuvust signaali sagedusest – ehk siit tulenevalt ka lõikude sageduslikku selektiivsust



Joon. 1.5.12

- **Madalpääsfilter** (joon.1.5.13). Filtri konstruktsioon tuleneb ribaliinide omadustest – pikk kitsas liinilõik on vaadeldav kui induktiivsus, suure pindalaga liinilõik aga kui mahtuvus (alusplaadi suhtes).



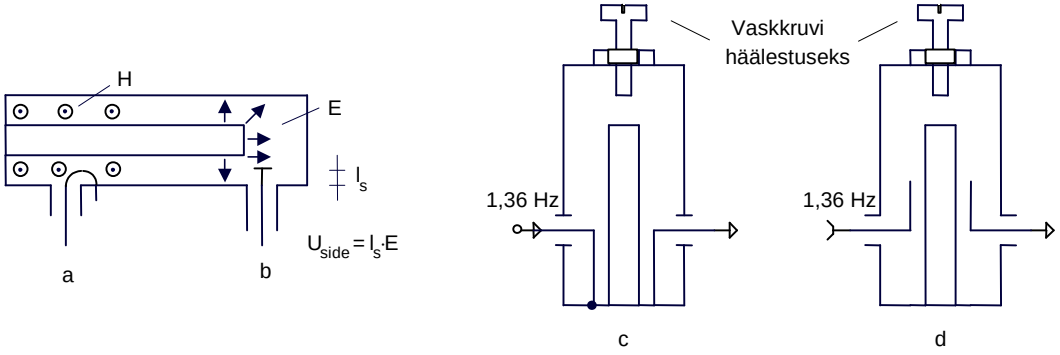


Joon. 1.5.13

Mikroribade baasil realiseeritavate filtrite realiseerimisel tuleb tagada kõrge täpsus; mida kitsam on pääsuriba, seda suurem täpsus. Nii näiteks ribafiltri korral lubatav kõrvalekalle < 0,03%, aluse paksusel < 0,6%, riba laius <0,5% ja ribade vahekaugus <0,5%. Seega näiteks tuleb 10mm liinilõigu pikkus tagada täpsusega 3µm.

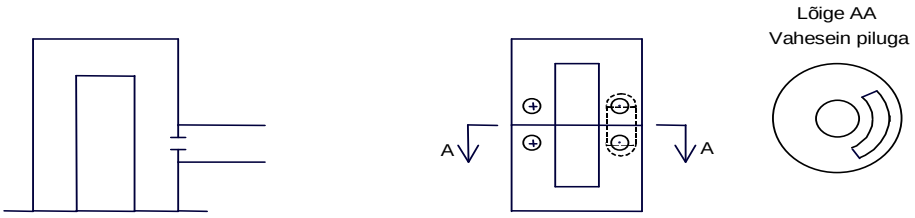
1.5.4. Sidestus

Magnetiline ja elektriline ehk mahtuvuslik sidestus (joon. 1.5.14). Magnetiline sidestus (a, c) saadakse korpusega (0 potentsiaaliga) ühendatud sidestusaasa abil, elektriline (b, d) aga sondi abil kohtades, kus on kontsentreerunud vastavalt kas magnet- või elektriväli.



Joon. 1.5.14

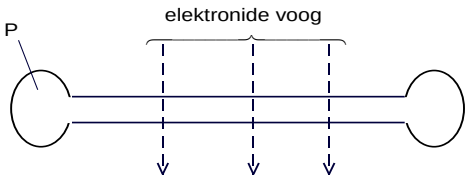
- **Difraktsioonsidestus** (joonis 1.5.15). illustreerib sidestust elektrilise ja magnetilise



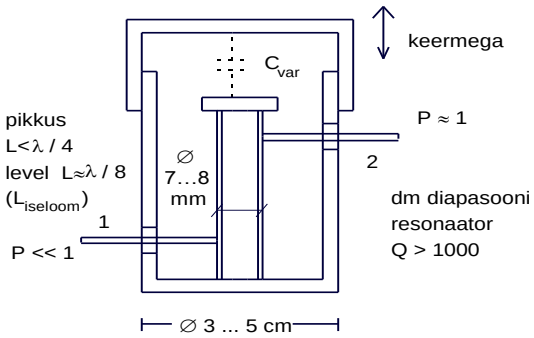
Joon. 1.5.15

difraktsiooni kaudu. Toodud näidetes difundeerub elektriväli resonaatorist lainejuhti läbi vastava avause, magnetväli aga difundeerub ülemisest resonaatorist alumisse vastavakujulise pilu kaudu.

- **Elektroonse sidestuse** võimalus on toodud joonisel 1.5.16. Siin juhitakse elektronide voog läbi toroidaalresonaatori, kusjuures võivad esinada järgmised piirjuhud: elektronid saavad täiendava kiirenduse - mis vastab olukorrale, kus elektronid saavad energiat juurde resonaatoris olevate võnkumiste arvelt. teine juhus oleks selline, kus elektronide kiirus aeglustub - seega annavad elektronid osa oma energiast ära võnkumiste tekitamiseks resonaatoris. Sellist sidestusviisi kasutatakse teatud tüüpi elektronseadistes, näiteks kulglainelampides, klüstronides.
  - **Konduktiivse sidestus** (joon. 1.5.17). Seda võib ÜKS diapasoonis vaadelda kui autotransformatoorse sidestuse erijuhtu, võttes resonaatori sisemist osa kui



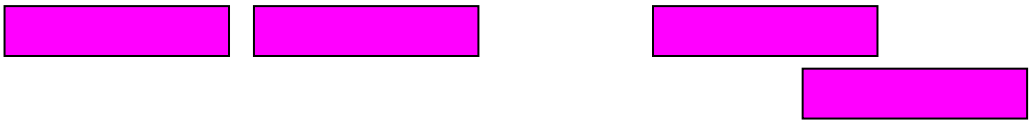
Joon. 1.5.16



Joon. 1.5.17

induktiivsust (eeldusel, et selle pikkus on väiksem veerandlainelõigust). sidestus resonaatoriga on seda nõrgem, mida lähedamal on sidestuspunkt maaühendusele. Konduktiivsidestuse näited on toodud mikroribaliini baasil realiseeritud filtrite juures (vt p. 1.5).

- **Mikroribaliinide**, nendel realiseeritud resonaatorite sidestuseks kasutatakse tavaliselt kas sidestust ribade otste või siis külgede kaudu (joon.1.5.18).



Joon. 1.5.18

Esimesel juhul domineerib mahtuvuslik sidestus, teisel juhul on tegemist nii mahtuvusliku kui induktiivse sidestusega.

1.6. ERI FILTRITÜÜBID

1.6.1. Uute lahenduste vajadus ja olemasolevad variandid

Järjest rangemad selektiivsusnõuded ning seadeldiste suurenev integreerituse tase on üha rohkem välja tõrjunud "klassikalistel", LC filtritele tuginevaid lahendusi. Samas on aga olukordi, ja seda just kõrgematel sagedustel, kus praegusel tehnoloogia tasemel ei saa veel LC filtritest päris lahti öelda.

On teada, et võimendi (või näiteks raadiovastuvõtja kui terviku) müranivoo on praktiliselt määratud esimese astme müranivooga. Seega erilisi nõudeid seatakse filtritele, millised asetsevad võimendi (vastuvõtja) sisendis.

A. Vajadused. Raadiovastuvõtja näide. Siin esitatakse näiteks järgmised nõuded:

- sageduslik filtreerimine, antenni ja võimendi sisendi takistuste sobituseks ning mürateguri minimeerimiseks
- vajalik takistuste transformeerimine võimendi sisendis,
- võimendite vaheline takistuste sobitus,

- sageduslik ümberhäälestus jaamade valikuks.

Filter, mis asub võimendi sisendis, peab olema minimaalsete kadudega (madala hüveteguriga). Nende omaduste üheaegne täitmine on võimalik vaid passiivsete LC filtritega, milledes põhiprobleemiks kujuneb tavaliselt just induktiivsuse realiseerimise tehnoloogilisus.

Nii näiteks kasutatakse vastuvõtjate sisendites

- sagedusteni kuni 100 MHz – ühe-kahevõnkeringilisi LC filtreid mikropoolidega,
- sagedustel 100 MHz kuni 1…2 GHz – LC filtreid trükitud spiraalsete poolidega,
- sagedustel 200…500 MHz ja kõrgemal – filtreid mikroribaliinidel.

Tingituna spiraalsete trükitud poolide ning mikroribaliinide madalast hüvetegurist ei saada nendega võnkeringides kõrget selektiivsust. Võimendi esimeses astmes on vaja tagada minimaalne mürategur kui ka piisav selektiivsus. Siin ilmnevad kaks tendentsi:

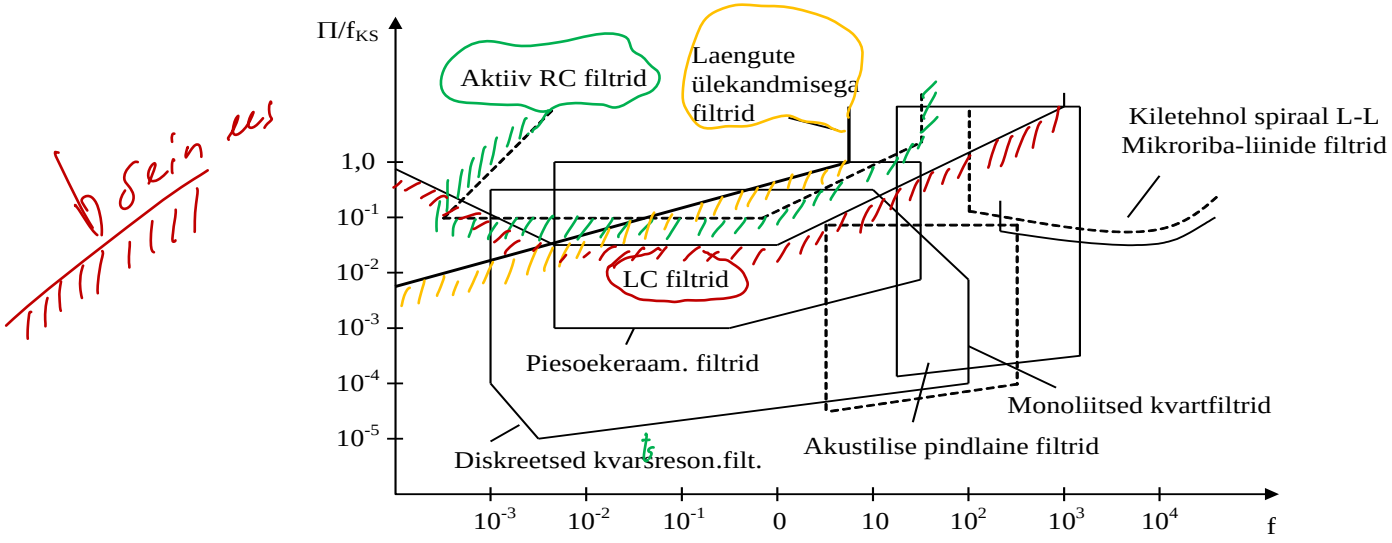
- Esimeses astmes, tagamaks minimaalset mürategurit, ei saa kasutada võnkeringi nõrka sidestust ei antenni ega ka võimendi sisendi vahel, mistõttu šunteeriva võimendi sisendtakistuse ning antennitakistuse tõttu kujuneb esimese võnkeringi hüve üsna madalaks – piires 5…10.
- Kõrgendatud selektiivsusnõuete korral, kasutades nõrgemat sidestust, võidame selektiivsuses, kuid suurenevad signaali kaod võnkeringis, mistõttu väheneb ka signaal/müra suhe.

B. Filtrite lahendused, andmaks piisavat selektiivsust väikeste signaalikadudega

Nüüdseks on välja töötatud rida erinevate tööpõhimõtetega filtreid:

- ❑ Integraalsed piesoelektrilised filtrid
  - ühekihilised integraalsed piesofiltrid
  - akustilistel ruumilainetel töötavad filtrid – monoliitsed kvartsfiltrid
- ❑ Piesokeraamilised filtrid
  - akustilistel pindlainetel töötavad filtrid, milliste piirsagedused ulatuvad mõne gigahertzini,
- ❑ Ferriit- ja dielektrilised resonaatorid
  - kitsaribalised ferriitidele tuginevad õõsresonaatorid,
  - kitsaribalised dielektrikutele tuginevad resonatorid

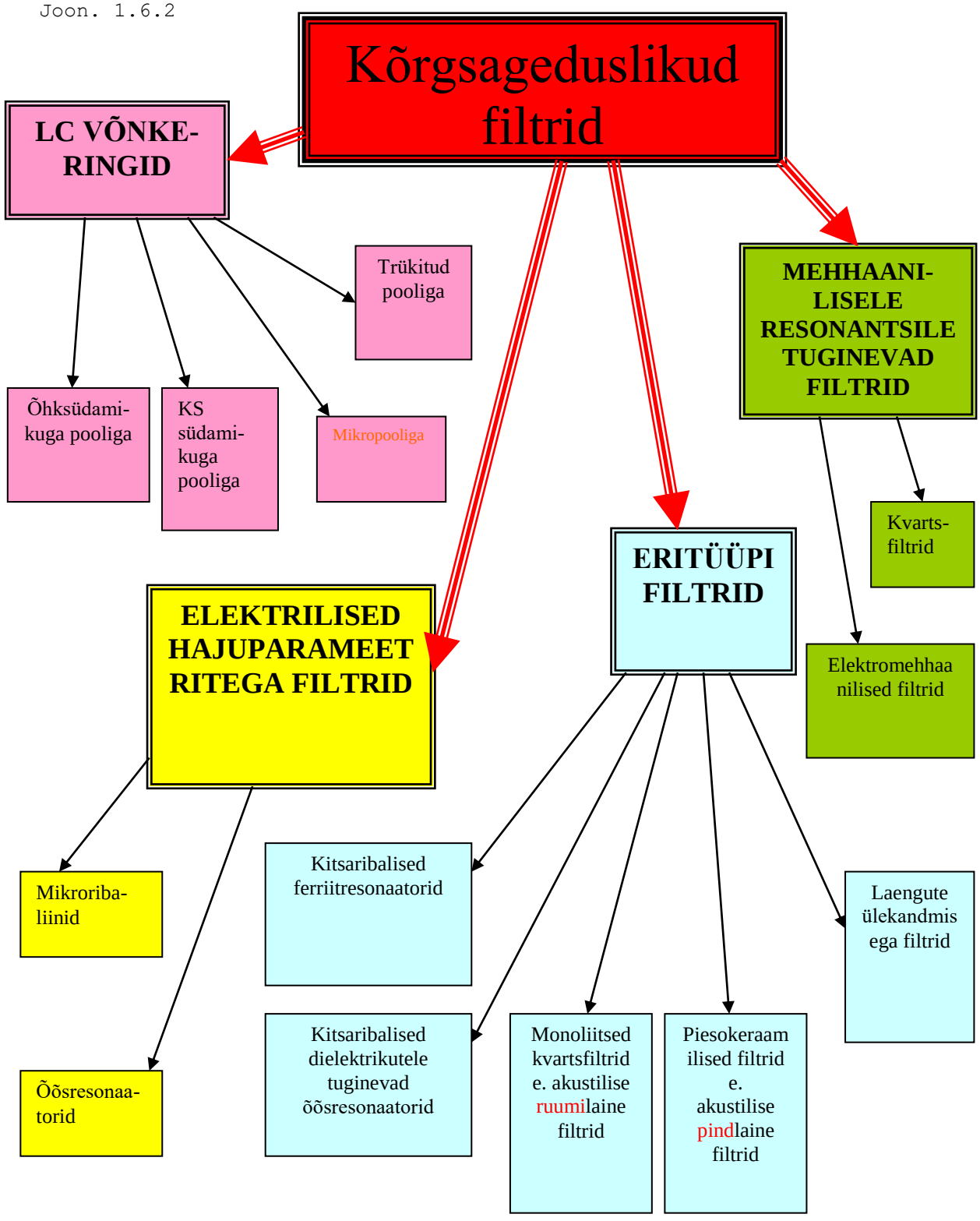
Järgnevalt on toodud seosed väikestel signaalivõimsustel kasutatavate filtritüüpide ja sagedusdiapasoonide vahel (joon.1.6.1).



Joon. 1.6.1

Filtrite liigitus erinevate filtriliikide järgi on toodud alljärgnevas kokkuvõtlikus lahterskeemis (joon. 1.6.2):

Joon. 1.6.2



Kõrgsagedusfiltrite liigitus

Alltoodud tabelis on antud mõnede filtritüüpide põhinäitajate piirkonnad. Seejuures tuleb ka täheldada, et kvartsfiltrite temperatuuritegurid on suurusjärgus $10^{-6}/C^0$, - elektromehaanilistel ja piesokeraamilistel filtritel aga üks-kaks suurusjärku madalamad.

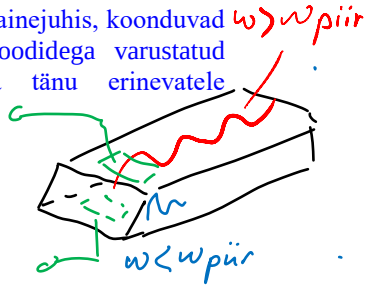
Filtri tüüp	Sageduse diapasoon MHz	Suhteline ribalaius	Sumbuvus väljaspool pääsuriba	Keskmine maht cm^3
Elektromehhaaniline	10^{-4} …1	0,01…10	80	2
Diskreetne piesoelektriline	$4*10^{-3}$…300	0,001…3[31]	90	10
Diskreetne piesoelektriline	$2*10^{-4}$…30	0,2…10	60	1
Aktiivne piesoelektriline	$4*10^{-3}$…30	0,001…3	90	1

1.6.2. Integraalsed (mono – ehk kvartskristallil põhinevad) piesoelektrilised filtrid

Filtrite lihtne mõõdete vähendamine ei lahenda alati selektiivsete elementide kokkusobitatavust mikroskeemsete lahendustega. Seetõttu on levima hakanud **uus lähenemine piesoelektriliste filtrite väljatöötlusel**. Nimelt, kasutatakse akustiliste võnkumiste lokaliseerimist – nn "energia kaasahaaramise" efekti.

Sellega tagatakse **tööpiirkonna (võnkumiste piirkonna) akustiline lahtisidestus** piesomateriali teistest piirkondadest. See võimaldab valmistada integraalseid, kõrgete elektriliste omadustega piesofiltreid (vt ka tabeli viimane rida).

"Energia kaasahaaramise" efekt tugineb nähtusel, kus teatud pikkusega ruumilised akustilised lained (RAL), mis levivad piesoelektrikus kui akustilises, erinevate ristlõigetega lainejuhis, koonduvad teatud piiratud piesoelektriku osas. See efekt realiseeritakse, metallelelektroodidega varustatud piesoelektriku nihkedeformatsioonil (plaadi paksust pidi) võnkumistega tänu erinevatele lõikesagedustele metallelektroodide piirkonnas ja väljaspool seda.



Piirsagedus võnkumistel piesoelektrikus avaldub:

$$\omega_{piir} = \pi v_{paksus} / p,$$

kus v_{paksus} on ruumilise akustilise laine levikiirus plaadi paksust pidi, p- plaadi paksus.

Kui sagedused

- $\omega > \omega_{piir}$, siis on võnkumistel ***jooksva laine režiim*** ja nad levivad vabalt piki plaati,
- $\omega < \omega_{piir}$, siis võnkumised piki plaati ***sumbuvad eksponentsiaalselt*** vastavalt kauguse suurenemisega võnkumiste ergutuskohast.

Piesoelektriku resonantssagedus $\omega_{ekv.res}$ on tänu elektroodide koormavale mõjule elektroodidealuses piirkonnas madalam kui mittemetalliseeritud osas. Võrratusega $\omega_{ekv.res} < \omega_{piir}$, on piesoelektriku elektroodidealuses osas loodud tingimused akustiliste lainete lokaliseerumiseks. Nii saadaksegi miniatuursed integraalsed piesofiltrid, milliseid on välja töötatud erinevate lahendustena.

[31] Piesoresonaatoritel "tugeva" piesoeletrilise efekti korral (vt tekstis edaspidi)

Integraalsed piesoelektrilised filtrid jagunevad:

1.6.2.1. Ühekihilised integraalsed piesofiltrid

Neis asetuvad võnkepiirkonnad ühel piesoelektrikust plaadil, olles **üksteisest akustiliselt lahtisidestatud**. Filtri realiseerimiseks on vaja täiendavaid, elektroodidega ühendatavaid faasipööramisahelaid kas realiseerimiseks sildskeemina või lülide jadana. Seetõttu on need skeemid tinglikult integraalsed.

1.6.2.2. Monoliitsed piesofiltrid

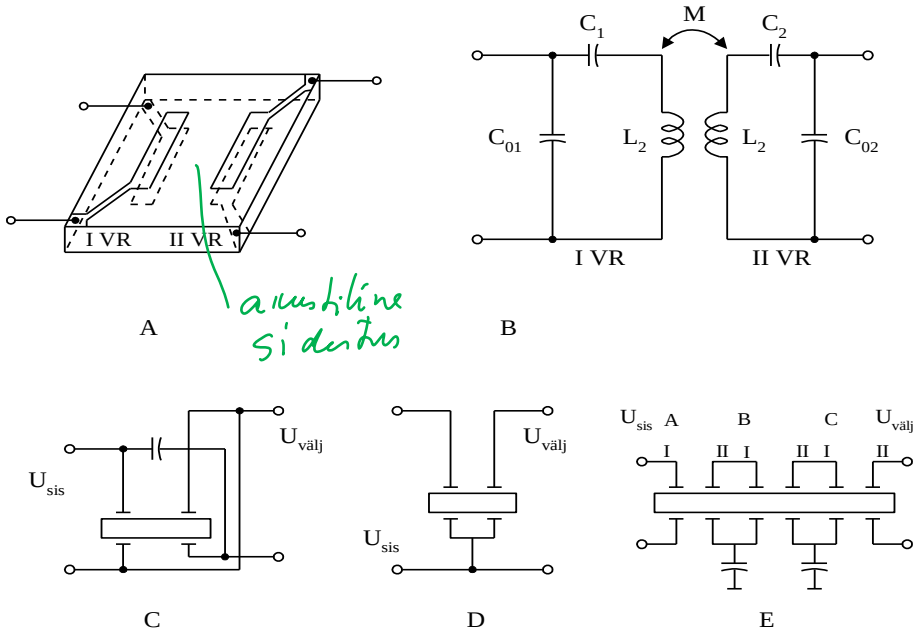
Need tuginevad üksteisega **akustiliselt sidestatud võnkepiirkondadele** (joonis 1.6.3 a).

Filtrite ribalaius:

- ***Kvartskristallile*** tuginevate monoliitsete filtrite **maksimaalne suhteline ribalaius** on 0,7%, kasutades riba laiendavaid induktiivsusi võib see küündida 2,5% -ni. Harmooniliste kasutamisel ribalaius väheneb kordistusarv ruudus korda.

Samas on toodud (c ja d) režektorfiltri ja ribafiltri näited. Monoliitsetes filtrites ei ole vajadust täiendavate elektriliste elementide järgi, kuna filtri omadused realiseeritakse tulenevalt filtri elektroodide topoloogiast. Sellistel filtritel on aga oht mitmete akustiliselt sidestatud resoneerivate piirkondade tõttu parasiitsete pääsuribade tekkeks. Seetõttu piirdutakse neis tavaliselt kahe akustiliselt seotud resoneeriva piirkonnaga.

- Moodustatakse 2- kihilised ühisel alusplaadil paarikaupa akustilises sidestuses olevate (resoneerivate piirkondade) paaride omavahelise elektrilise ühendusega (joon. 1.6.3 e).



Joon. 1.6.3 Monoliitsed, akustiliselt sidestatud piesofiltrid

Monoliitsete filtrite sagedusdiapasoon on piires 25…30 MHz, kasutades kõrgemaid harmoonilisi, võib töösagedus küündida 300MHz –ni.

Töösageduse tõstmine on piiratud resoneeriva elemendi mõõtmete vähenemise tehnoloogiliste ja elektriliste piiridega. Nii näiteks 30MHz töötav kvartsi lõige AT on vaid 50 mikroni paksune; piirab ka elektroodide mõõdete vähenemisega kaasnev nende oomilise takistuse suurenemine.

Suurendamaks filtrite töösagedust on leiutatud ***liit-piesoelektrilised süsteemid***. Selleks kantakse piesoelektrilisele materjalile lisaks elektroodidele peale veel **pieso-pooljuhtmaterjal** (CdS), moodustades koos elektroodidega täiendava **elektromehhaanilise muunduri.** Selle materjali paksus valitakse selliselt, et tekiks resonants kvartsresonaatori mingil kõrgemal paaritul harmoonilisel. Nii võidakse saada filtrit ka **gigahertzistel sagedustel**.

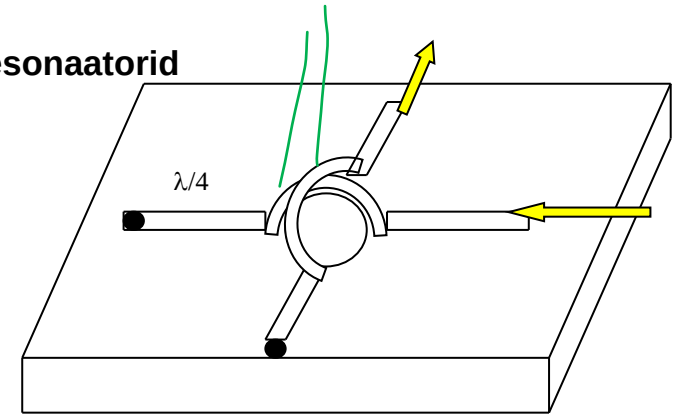
1.6.3. Piesokeraamilised filtrid

- ***Piesokeraamilistele materjalidele tuginevad filtrid*** (erinevalt kvartsresonaatorist kui monokristallist väljalõigatud plaadile tuginevast resonaatorist on piesokeraamilised materialid polükristallilised), millised võimaldavad realiseerida filtreid **erinevate ribalaiustega** ilma lisaelementideta.

Piesokeraamiliste filtrite põhiliseks puuduseks on nende väikene stabiilsus. Mitmelülilised kvartsfiltrid aga kujunevad keerulisteks, kuna suure C_ε / C_q suhte tõttu (võrrelduna piesokeraamiliste filtritega) on vajaminevate resonaatorite arv suur.

1.6.4. Ferriit- ja dielektrilised resonaatorid

A. Ferriitresonaator kujutab endast poleeritud välispinnaga 0,5...3 mm läbimõõduga kera, mis asetseb tüüritava alalismagnetvälja ja ÜKS signaali magnetvälja mõju all (joon.1.6.4). Reguleerides ferriidi eelmagneetimisvoolu, muudame selle magnetilist läbitavust ja saame reguleerida ferriitkera magnetilisi omadusi. Ilma eelmagneetimisvooluta signaal ühest sidestusaasast teise üle ei kandu (nad on risti üksteise suhtes).

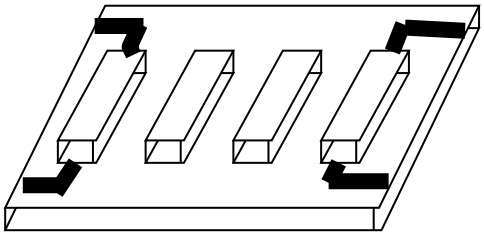


Joon. 1.6.4

Andes aga ferriidile eelmagneetunud oleku, hakkab tema magnetiline orienteeritus mõjuma ülekandele (aasad justnagu poleks enam oma magnetväljadega risti) – süsteemis tekib ferriidi magnetilise läbitavuse muutuse tõttu resonants ja signaal kandub resonantssagedusel ühest sidestusaasast teise. Saavutatavad hüvetegurid küünivad siin 2000...10000, kasutusdiapasoon küünib millimeeterdiapasoonini välja. Nii näiteks saavutatakse 3 cm diapasoonis 2..4 resonaatoriga 20...30 MHz läbilaskeribas sumbuvuseks mitte rohkem kui 2...4 dB. Resonantssagedust saab muuta kuni kolm korda.

B. Dielektrilised resonaatorid kujutavad endst ruumilisi, kindla dielektrilise läbitavusega keha, millisel on resonantsomadused.

Saavutatavad hüved ületavad mikroribaliinidel saavutatavaid väärtusi 5...10 kordselt, temperatuuristabiilsus küünib 10^{-6} suurusjärku. Resonaatorid paigutatakse alusplaadile järjestikku, resonaatorite omavaheline sidestus sõltub alusmateriali dielektrilisest konstandist ja resonaatorite vahekaugusest (joon. 1.6.5).



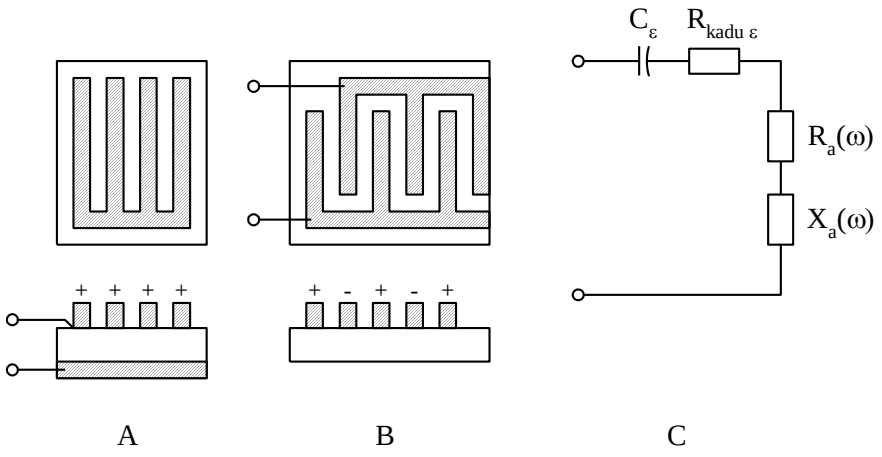
Joon. 1.6.5

1.6.5. Seadised akustilistel pindlainetel

Akustilistele pindlainetele (APL) tuginevate seadistega on võimalik konstrueerida:

- viitliine,
- ribafiltreid,
- generaatoreid,
- impulsside kokkusurujaid,
- korrelaatoreid,
- faasipöörajaid,
- programeeritavaid sobitatud filtreid,
- analoog- mäluseadmeid,
- sagedusdiskriminaatoreid jm.

Kuna ***APL energia*** on koondatud piesoaluse pinnale, võib see vahetult mõjutada levivat lainet. Kuna sellisele levile kaasneb elektriväli, võib mõjutada APL –d laengukandjatega, millised asetsevad piesoaluse pinnal. See võimaldab ***elektronvoogudega juhtida akustilisi laineid.*** Vastavad APL seadmed on kõrge stabiilsusega, töökindlad, väikesegabariidilised ja ning hästi sobitatavad mikroskeemsete ja hübriidtehnoloogia baasil loodud vastuvõtjate lahendustega.
Oluliseks nende seadiste juures on ***piesoelektriline muundur***, mis kujutab endast tavaliselt varras- (riba-) elektroodstruktuuri, asetatuna piesoaluse pinnale. Nende poolt piesoalusel pinnal tekitatud elektriväli kutsub esile tänu piesoefektile deformatsioonid, mis levivad muundurist nii pind- kui ka ruumilainetena.
APL muudur võib olla nii ***ühe- kui ka kahefaasiline*** (joon. 1.6.6, A,B)



Joon. 1.6.6

Ühefaasilisel muuduril (joonisel a) on ühele piesoaluse küljele kantud ribaeletroodidena ühe polaarsusega, vastaskülg on aga üleni kaetud vastandpolaarsusega pindeletroodiga. ribaeletroodide vahekaugus peab võrduma APL lainepikkusega, laius aga poole lainepikkusega.

Kahefaasilisel muunduril (joonisel b) asetsevad ribakujulised elektroodid ainult ühel pool piesoalust, moodustades vastastikku-kammstruktuuri –vahelduvate ribadega. Selliste ribade samm võrdub ergutatava APL pool lainepikkust, nende laius aga võrdub tavaliselt nende vahekaugusega. Sellise muunduri ekvivalentskeemi saab kujutada nii paralleel- kui ka järjestikkuse ahelaga. Viimasel juhul koosneb see staatilisest elektroodidevahelisest mahtuvusest C_ε, elektroodidevahelisi dielektrilisi kadusi iseloomustavast takistusest R_ε, aktiivsest ja reaktiivsest kiirgustakistuse komponentidest $R_a(\omega),\ X_a(\omega)$ (joonisel c). See aktiivtakistus on maksimaalne resonantsil, vähenedes kõrvalehäälestusel, reaktiivosa aga muutub pääsuriba ulatuses miinusväärtustest positiivsete väärtusteni, võrdudes resonantsil nulliga.

Muunduri sobituseks väliste ahelatega kasutatakse tavaliselt paralleelset või järjestikkust induktiivsust. Moodustuva võnkeringi hüve ei ole tavaliselt suur ning ei mõju kogu sageduskarakteristikule. Induktiivsusega mahtuvuse C_ε kompenseerimisel suureneb muunduri ülekandetegur, millele kaasnevad küll vähesed sageduskarakteristiku ebaühtlused. Generaatori või koormuse takistused valitakse võrdseteks takistusega R_a resonantsolukorras.

1.6.6. Filtrid akustilistel pindlainetel töötavatel seadistel

Ribafiltrite realiseerimiseks kasutatakse APL seadiseid kui viitliine (vt eelmine punkt, 2 esimest APL . Nende **sageduskarakteristik** määratakse

- muunduriga
- ribaelektroodide arvuga selles.

Muutes elektroodide asendit, arvu ja kuju, saadakse varieerida erinevate sageduskarakteristikutega filtrite vahel. Filtrina kasutatava viitliini

- **viiteaeg** sõltub muunduritevahelisest kaugusest,
- **töösagedus** - külgnevate ribaelektroodide vahekaugusega üksteisest
- **ribalaius** – ribaeletroodide arvust.

Lihtsaimate viitliinide –filtrite sagedusdiapasoon on piires 5…10 MHz kuni 0,8…2 GHz. Kaod küünivad 10…35 dB ja viiteaeg 1…100 mikrosekundit. Elektroodide arv määratakse seosest $N = 2 f_{res} \alpha / \Pi$, kus resonantssagedusele ja ribalaiusele mõistele lisandub veel täiendav tegur $\alpha = 0{,}6...0{,}8$, mis arvestab sisend – ja väljundmuunduri vastastikkust mõju.

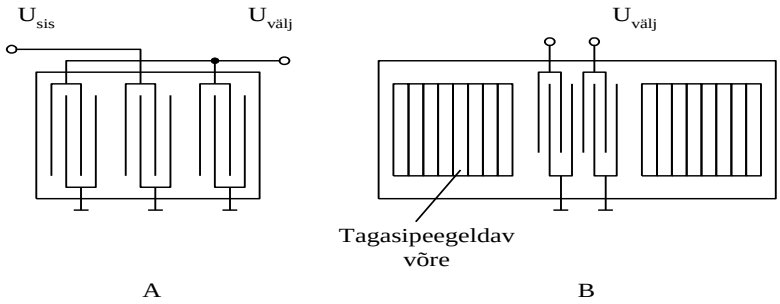
APL –l töötavate filtrite orienteeruvad parameetrid on toodud alljärgnevas tabelis:

Kesksagedus MHz	5…2000
Minimaalsed kaod dB	10…5
Maksimaalne suhteline ribalaius %	50…80
Minimaalne absoluutne ribalaius kHz	50…100
Minimaalne täisnurksuse tegur	1,2…1,1
Pääsuriba ebaühtlus dB	0,5…0,05
Külgribade mahasurumine dB	60…80

Filtrid realiseerituna APL – l on mitteminimaalfaasiahelad ***– see tähendab, nad võimaldavad saada suvalisi amplituud-sageduskarakteristikuid säilitades lineaarse faasikarakteristiku.*** Sageduse ülemine piir määratakse sisuliselt fotolitograafilise protsessi täpsusega ribaelektroodide realiseerimisel. Nii näiteks on kvartsist piesoelektrilisel alusel valmistatud 150 MHz sagedusega filtril arvutuslik elektroodide laius ja vahekaugus 5 mikronit.

Levinumad APL filtrid on sisendmuunduri suhtes ***sümmeetriliste väljundmuunduritega*** (joon. 1.6.5, A). Sellisel lahendusel võtavad väljundmuundurid vastu mõlemapoolsed sisendmuundurilt levivad signaalid. Kasutatakse ka APL filtreid APL resonaatoritega (joonisel b).

Need resonaatorid kujutavad endast piesoalusele kantud kahte peegelduvat võre ning vastastik-riba muundureid. Niiviisi on saavutatavad sagedustel, mis küünivad mõnesaja megahertzini, **väga kõrged hüvetegurid – kuni mõne tuhandeni**.



Joon. 1.6.7

APL filtritega on võimalik realiseerida ka ***sobitatuid filtreid*** – näiteks faasmanipuleeritud pseudomüra signaalide vastuvõtuks – vahetult kandevlainel raadiosagedusel või siis vahesagedusel. Kõik vajalikud operatsioonid –

- signaali viide,
- korrutamine kaalufunktsiooniga (piltlikult öeldes oleks see nagu korrutamine vastava kujuga tugisignaaliga),
- inverteerimine
- summeerimine –

sooritatakse piesoaluse pinnal muundurite vastava kuju ja asetuse valikuga. Samuti on APL abil võimalik formeerida dispersioonseid viiteliine (viiteaeg sõltub sagedusest lineaarselt) ning neid kasutada näiteks raadiolokatsioon-vastuvõtjates lineaarse SM signaali ajaliseks pikendamiseks (saatja poolel) ning kokkusurumiseks (vastuvõtja poolel).

1.7. Elementide tolerantsid, nende mõju skeemi parameetritele

2. DIOODSKEEMID

Dioodskeemid: piirikud, eelpinge formeerijad, temperatuuriandurid ja -kompenseerijad, dioodventiilid ja dioodkaitse. Dioodide eriliigid, nende kasutus madal- ja KS-tehnikas.

Dioode - p-n siirdeid - kasutatakse väga erinevatel eesmärkidel. Üheks suureks rakendusvaldkonnaks on toiteplokid, kus dioode kasutatakse nii signaali alaldamiseks, stabilitrone aga pinge stabiliseerimiseks. Kuna neis tekkivaid probleeme vaadeldakse eraldi toiteallikate kursuses, siis siin me seda valdkonda ei käsitle.

Teine levinud kasutusala oleks kõrgsagedussignaalide alaldamine ehk amplituuddetektorid. Seda valdkonda me puudutame mõnevõrra.

Edasi tulevad vaatluse alla erinevad signaalide formeerimisskeemid, millised leiavad rakendust nii analoog- kui digitaaltehnikas.

Olulisteks dioodide rakendusteks on ka mitmesugused kaitse ja lülitusskeemid (dioodventiilid). ÜKS tehnikas leiavad rakendust diooddegustid, modulaatorid, selles diapasoonis on välja töötatud rida spetsiifilisi dioode, milliseid püüame samuti siin käsitleda.

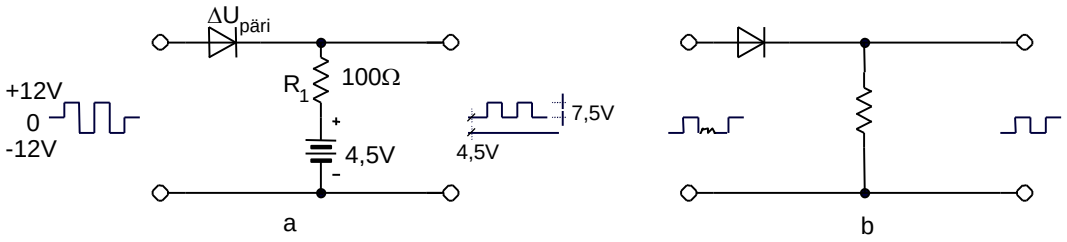
Tänapäeval on kasutusel mitmeid eri-tehnikas ja –materialist valmistatud dioode:

- Schottky dioodid – kiiretoimelised (kõrgsageduslikud) dioodid;
- PIN – dioodid – kasutamiseks suurematel võimsustel; olles realiseeritud räni baasil on nad madalsageduslikumad, GaAs – kõrgsageduslikumad;
- Gunn dioodid - omades negatiivse juhtivuse osa - kasutatakse ÜKS signaalide genereerimiseks;
- IMPATT dioodid – kasutatakse samaks otstarbeks, sageduspiir ületab 100 GHz;
- Tunneldioodid – samuti negatiivse juhtivusega dioodid; kasutatakse KS diapasoonis võnkumiste tekitamiseks;
- Varaktordioodid – muudetava pn siirde mahtuvusega – kasutatakse nii sageduse kordistamisel kui ka võnkeringide häälestamiseks.

2.1. *Dioodpiirikud*

Piirikuid kasutatakse signaalide kuju formeerimisel - näiteks siinusest täisnurkpinge kujundamisel. Ka kasutatakse neid amplituudhäirete ärastamiseks analoogsignaalidel, valides skeemi rakendusläve häirenivoo ja signaali vajaliku väärtuse vahele. Põhimõtteliselt võib piirikuid realiseerida ka teistel mittelineaarsetel elementidel, näiteks transistoridel. Meie siin piirdume dioodpiirikutega.

Niisiis on piirik seade, mis piirab signaali ülalpool või ka allpool etteantud pingenivood. Väljaspool piiranguid on väljundsignaali sõltuvus sisendsignaalist lineaarne. Piirikud jagunevad dioodi ühendamise järgi järjestikusteks ja paralleelseteks. Vaatleme kõigepealt järjestikskeemi (joon. 2.1.1.a).

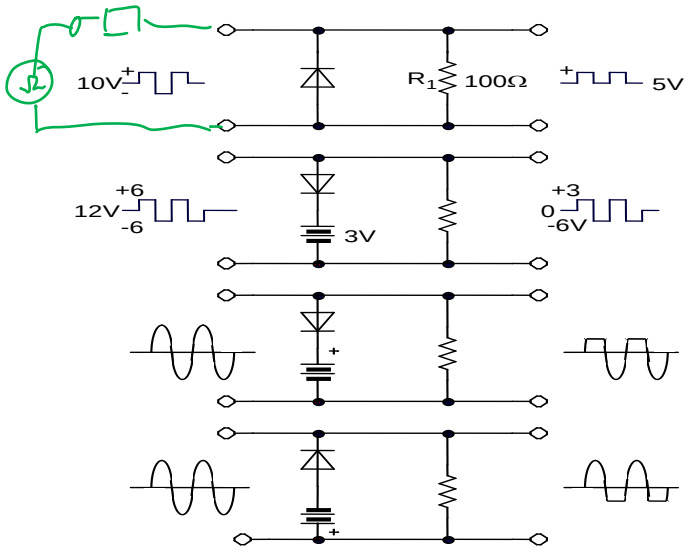


Joon. 2.1.1

Rakendusnivoo valikuks kasutatakse täiendavat eelpingeallikat. Diood hakkab avanema, kui sisendpinge ületab eelpingeallika pinge, vaadeldes dioodi idealiseeritult, saame joonisel toodud väljundpinge. Reaalsetes skeemides tuleb täiendavalt arvestada veel dioodi enda avanemispingega (dioodi päripingelanguga), mis germaaaniumdioodidel on 0,2...0,3 V ja ränidioodidel 0,5...0,7 V piires.

Huvitavaks näiteks on ka madalapingeliste häirete ja mürade mahasuruja (2.1.1.b). Ränidioodide korral surutakse signaalid amlituudiga alla 0,1V maha üle 30 dB, signaalidele üle 1V sumbuvus on aga alla 3 dB.

Paralleelpiirikute näited on joonisel 2.1.2.



Joonis 2.1.2

Neist esimene illustreerib negatiivse polaarsusega signaalide piirikut. Andes sisendisse bipolaarse signaali, saame väljundis ainult positiivse polaarsusega signaali. Teisiti öeldes - signaal on väljundis ainult dioodi suletud oleku ajal, dioodi avatud olekus on signaaliahel sillatud dioodi päritakistusega. Siin on eeldatud, et signaaliallika takistus on palju suurem dioodi päritakistusest. Kui see niimoodi pole, tuleb ühendada signaalitrakti järjestikkune takisti, suurendamaks piiriku suhtes vaadeldava signaaliallika sisetakistust.

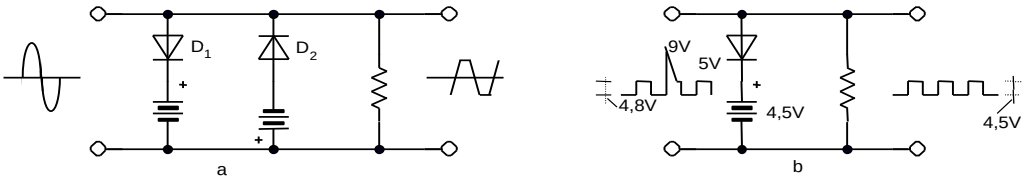
See väide kehtib ka teiste paralleelpiirikute kohta.

Ülejäänud skeemide tööpõhimõtted on sarnased, nende töö selgitusteks on toodud vastavate sisend- ja väljundsignaalide ostsillogrammid

Analoogsel põhimõttel (joon.2.1.3 a) võib koostada ka kahepoolsete piirikute skeeme. Sisuliselt on kasutatud siin kahte - alt ja ülalt piiravat - piirikut.

Piirikuid saab kasutada lisaks signaalide formeerimisele ka amplituudhäirete ärastamiseks. Järgnev skeem (joon. 2.1.3 b) koos ostsillogrammidega on sellele illustratsiooniks.

Piirikuid saab koostada ka stabilitronidel; kuna stabilitroni võib vaadelda kui eelpingeallikaga dioodi, on tihtipeale stabilitronidega piirikud lihtsamini realiseeritavad.



Joon. 2.1.2

.

Piirikute arvutusel on põhireegliks tingimus, et näiteks paralleelpiiriku järjestiktakisti oleks palju suurem avatud dioodi või stabilitroni takistusest.

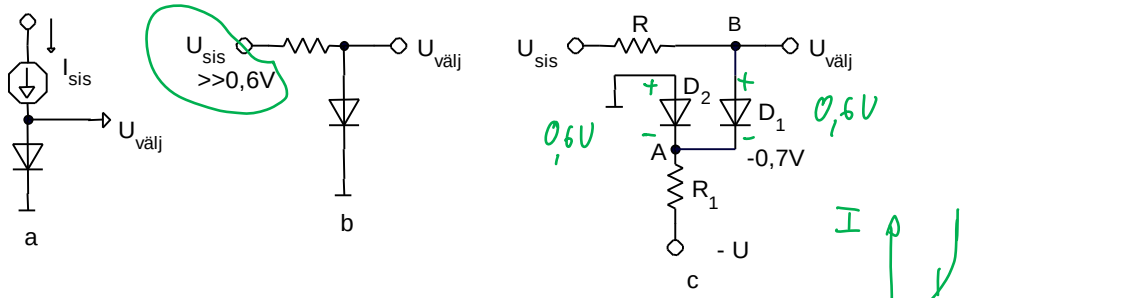
2.2. Funktsionaalmuundur dioodil

Tingituna dioodi eksponentsiaalsest VA-karakteristikust on võimalik luua dioodi baasil logaritmilise muunduri. Sellisel juhul saame skeemi, kus **pinge on logaritmilises sõltuvuses dioodi läbivast voolust** (joon. 2.2.1a). Kuna dioodi pinge muutused seda läbiva voolumuutuste korral on 0,6. V -se avava pinge juures väikesed (jutt on ränidioodist), antakse sisendvool ette järjestiktakistiga, eeldades, et sisendpinge on palju suurem dioodil olevast väljundpingest (vt. b). Seejuures saame, et

$$I = \frac{U_{sis} - U_{välj}}{R} \approx \frac{U_{sis} - 0{,}6V}{R} \approx \frac{U_{sis}}{R} \quad kui\ U_{sis} >> 0{,}6V.$$

Tihti on aga 0,6V-ne pingenihe väljundis ebasoovitav. Seejuures on ka soovitav, et väljundpinge ei reageeriks temperatuurimuutustele (muide, tänu küllalt lineaarsele pinge temperatuurimuutustele kasutatakse dioodi ka temperatuuriandurina). Sellisel juhul kasutatakse dioodkompensatsiooni võtet (c). Takisti R_1 avab dioodi D_2, luues seega punktis A -0,6V -se pinge.Pingepotentsiaal punktis B on lähedane maa potentsiaalile; seejuures on sisendvool rangelt lineaarne sisendpinge suhtes. Kui mõlemad dioodid asetsevad ühesugustes temperatuuritingimustes, siis neil olevad pinged kompenseeruvad täielikult, välja arvatud muidugi pingete erinevus, mis on tingitud D_1-de läbivast voolust. Viimane määrabki väljundpinge. Takisti R_1 tuleb valida nii, et vool läbi dioodi D_2 oleks palju suurem maksimaalsest sisendvoolust. See on vajalik dioodi D_2 avatud oleku.

Operatsioonvõimendite (OV) abil on võimalik luua tunduvalt täiuslikemaid logaritmiliste muundurite ja temperatuurimõju kopenseerimiseks vajalikke lahendusi, nende juurde pöördume hiljem.



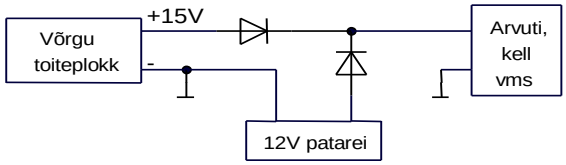
Joon. 2.2.1

2.3. Dioodventiilid

Siin mõeldakse dioodlüliteid, milliseid kasutatakse kontaktivabaks signaalide kommuteerimiseks.

A. Pidevat toidet tagav toiteplokk

näite varal (joon. 2.4.1). Selles plokis võrgust



Joon. 2.3.1

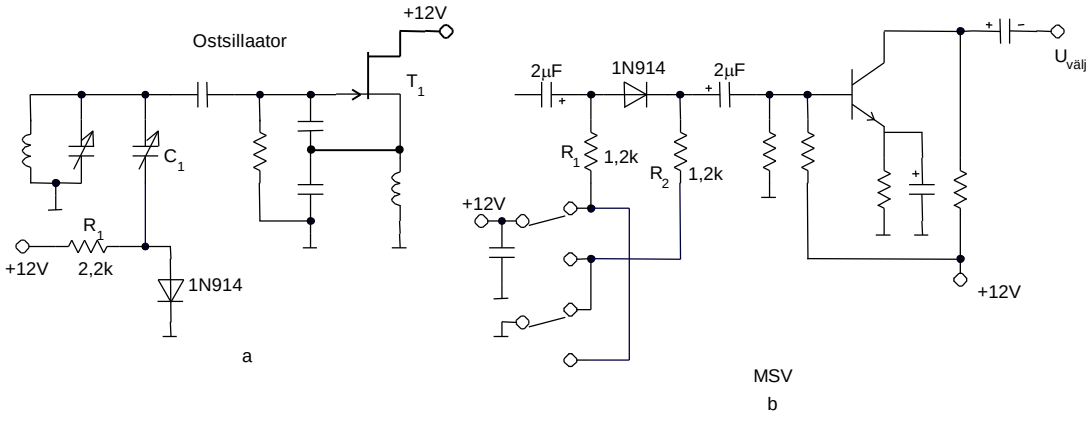
saadav toitepinge on mõnevõrra kõrgem reservpatareist saadavast. Võrgutoite korral on avatud ülemine diood, pinge kadumisel kommuteeritakse toide automaatselt patarei peale.

B. Skeemide kaitseks pingepolaarsuste segiajamise korral.

Selleks ühendatakse toidetava seadme toitesisendisse järjestikune diood, mis tagab skeemi julgeoleku vale toitepolaarsuse korral. Teiseks võtteks on toitesisendi lühistamine dioodiga, mis peaks siis tagama vale polaarsuse korral toiteploki kaitsme läbipõlemise või ülevoolukaitse töölerakendumise.

C. Madal - ning kõrgsageduslikes skeemides.

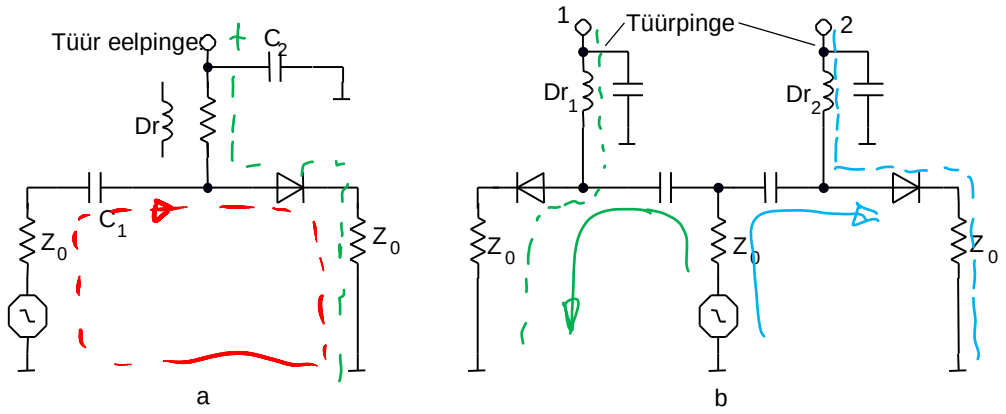
Joonisel 2.4.2 on toodud näited dioodide signaaliahelasse paralleel - ja järjestiklülitusega. Esimeses näites kasutatakse dioodlülitit täiendava kondensaatori lülitamiseks võnkeringi (sagedusdiapasoonide vahetamiseks), järjestikskeemis kasutatakse dioodi helisignaali sisse- ja väljalülimiseks.



Joon. 2.3.2

D. KS ja ÜKS signaalide kommuteerimine

Selleks kasutatakse kiiretoimelisi PIN-dioode. Nood tagavad dioodi avatud olekus lüliti väikese kõrgsagedusliku takistuse, suletud olekus väikese - ja mis eriti oluline- püsiva mahtuvuse. Joonisel 2.4.3 on toodud ühepolaarne kahesuunalise läbimisega (SPDT - single-pole double-throw) lülite näited.

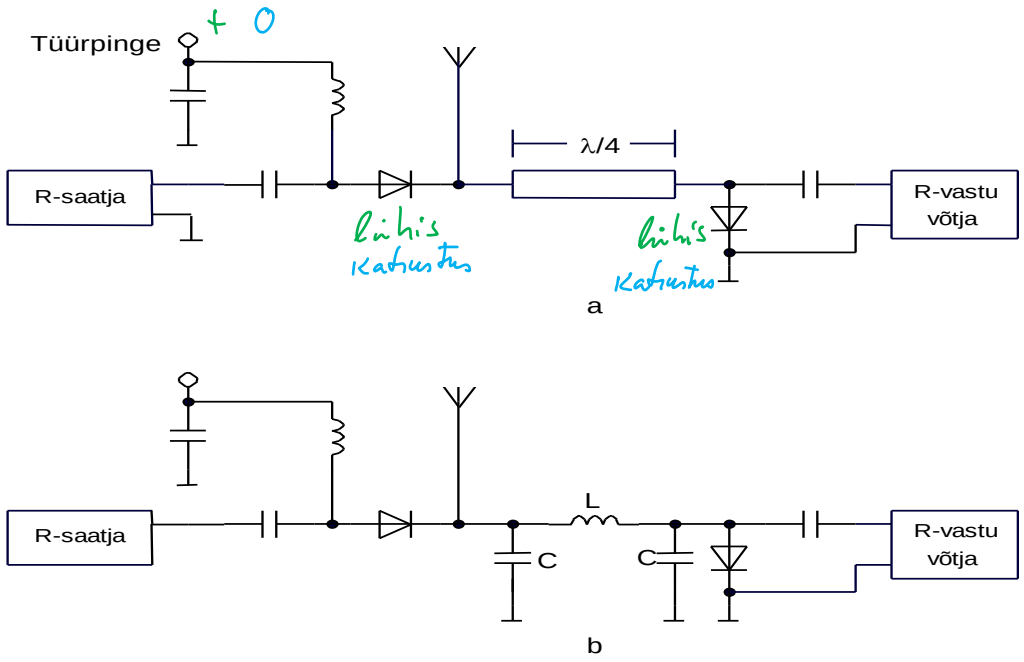


Joon. 2.3.3

Neist esimene realiseerub ühel dioodil. Kondensaator C_1 blokeerib alalispinge sattumise signaaliallikasse, C_2 aga töötab lahtisidestuskondensaatorina. Selleks, et generaatori vool kanduks koormusesse, peab dioodile rakendama positiivne eelpinge. Ülekantava signaali moonutuste suurus sõltub dioodi pärivoolu suurusest.
Teises näites on toodud ümberlüliti. Selleks, et generaatori vool voolaks vasakul olevasse koormustakistusse, tuleb avada eelpingega diood vasemal, paremal olevasse - diood paremal pool.

Tavaliselt ühedioodilistel lülititel on raske saavutada suuremat kui 40 dB - st lahtisidestust. Kõrgema lahtisidestuse tagamiseks tuleb kasutada dioodide järjestik-paralleelühenduste kombinatsioone. Nii on võimalik tagada kuni 100 dB - ne lahtisidestus.

Näide ühisele antennile töötava VASA (vastuvõtja-saatja) saate - vastuvõtu reziimide ümberlülimiseks (joon.2.4.4). Saatereziimis on avatud mõlemad dioodid, vastuvõtul on mõlemad suletud. Veerandlaine liinilõik väldib antenni lühistamise saatereziimis vastuvõtja poolel oleva avatud dioodi poolt. Liinilõik võib olla asendatud diskreetsetel elementidel realiseeritud ekvivalendiga.

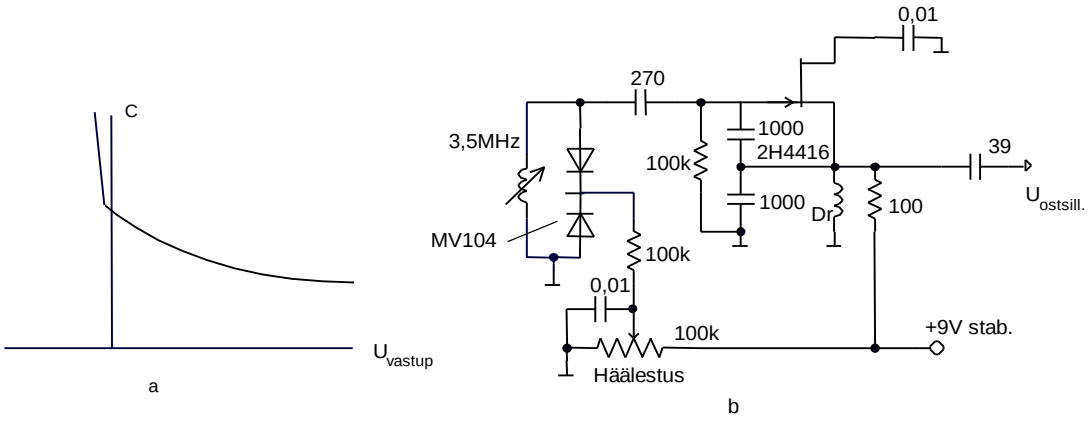


Joonis 2.3.4

2.4. P-N siirde rakendamine mahtuvusena

A. P-N siirde kasutamine reguleeritava mahtuvusena.

P-N siirde baasil on väljatöötatud muutmahtuvustena kasutatavad varikapid ja varaktorid. Välismaises kirjanduses nimetatakse tihti varikappe ka varaktoriteks. Varikapi (või varikapi reziimis töötava varaktori) all mõistetakse reguleeritavat mahtuvust, mida tavaliselt kasutatakse võnkeringide häälestuseks. Varikapi reziimis töötab p-n siire vastupingestatud olukorras(joon. 2.5.1 a).



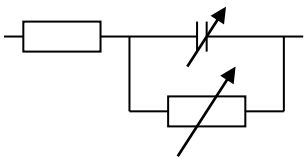
Joon. 2.4.1

Tavaliselt kasutatakse varikappe moonutuste vähendamiseks sümmeetrilise skeemina (b). Tüürpinge peab olema stabiliseeritud.

B. P-N siirde kasutamine sageduskordistites.

Siiret kasutatakse avatud olukorras – nn varaktorsageduskordistites. Varaktorkordistid on saatjates levinud tänu oma kõrgele kasutegurile.

Varaktor kujutab endast p-n siirdel tekkivat mittelineaarset mahtuvust. Sageduse kordistamine tugineb aga **siirde avamisele** sisendsignaali poolt. Osutub, et tekib väga suur, mahtuvuse hüppeline muutus (mahtuvuse erinevus siirde avatud ja suletud olekus võib olla mitme suurusjärgu kordne), mille tõttu on tegemist väga suure mahtuvusliku mittelineaarsusega (joon. 2.5.1 a) Tavalisi transistorkordisteid võib vaadelda kui mittelineaarsel takistusel tuginevaid kordisteid. Skeemides, kus on aktiivtakistused, on ka aktiivkaod. Kui varaktor oleks ideaalne, kadudeta mahtuvus, oleks kordisti kasutegur 100 %- ne.



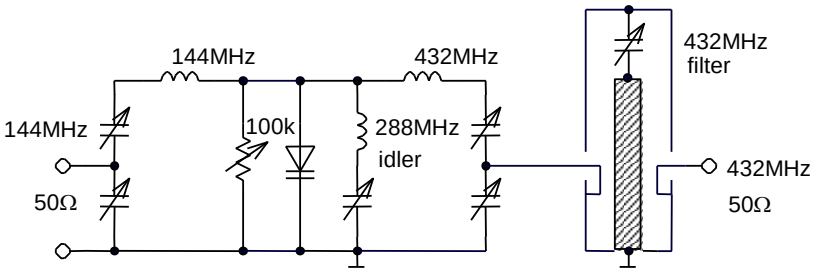
Joon. 2.4.2

Varaktori aseskeemist (joon. 2.5.2) võib aga näha kõigepealt seda, et varaktor sisaldab nii pingest sõltumatutut pooljuhi mahutakistust kui mittelineaarset siirde aktiivtakistust.

Aseskeemist tulenevalt võib näha, et varaktor saab efektiivselt töötada vaid kindlas sagedusvahemikus. Madalatel sagedustel läbib enamus voolust mittelineaarset aktiivtakistust, väga kõrgetel aga hakkab domineerima pingelang järjestiktakistil. Seega tuleb varaktorite valikuljälgida varaktorile ettenähtud sagedusdiapasooni. Varaktorkordisteid kasutatakse alates sagedustest 300...500MHz -st ülespoole.

Varaktorkordisteid koostatakse kas signaalitrakti suhtes paralleelse varaktorilülitusega ning järjestikkuste resonaatoritega või siis järjestikkuse varaktorilülitusega ja paralleelsete resonaatoritega.

Vaatleme siin ühte sageduse kolmekordisti näidet paralleelse varaktoriga (joon. 2.5.3). Võnkeringid on sobitatud 50-oomiste sisend- ja väljundtakistitega mahtuvuslike sidestuste kaudu. sisendvõnkering häälestatakse jällegi esimesele harmoonilisele, väljundvõnkering ning sellele järgnev resonaator - kolmandale harmoonilisele. Lisaks neile kasutatakse tihti lisavõneringi, häälestatuna teisele harmoonilisele. See suurendab varaktorit läbivat teise harmoonilise voolukomponenti, mis kokkuvõttes suurendab varaktorit läbiva voolumaksimumi, suurendades sellega ühtlasi siirde mittelineaarsusest tekkivat kordistusefekti. takisti on skeemis varaktori tööreziimi reguleerimiseks. Varaktor töötab ikkkagi ka kui diood ja sisendpinge alaldamise tõttu tekib varaktorile signaali amplituudist sõltuv eelpinge. Toodud kordisti kasutegur on vähemalt 0,5, kahekordistitel võib kasutegur küündida 0,8-ni.

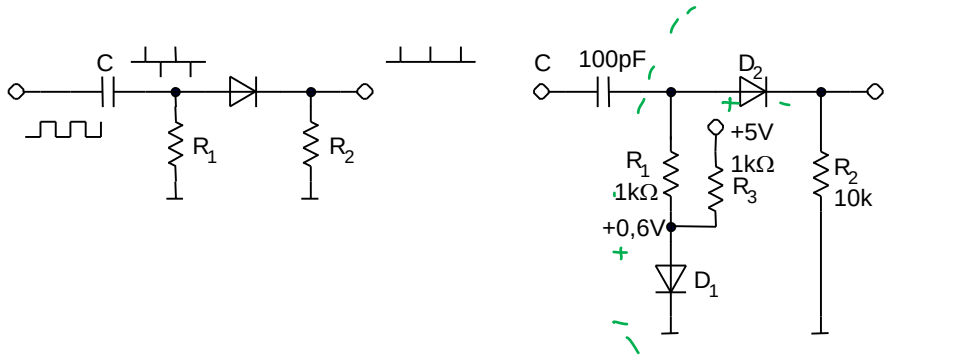


Varaktorkordisteid kasutatakse, nagu teisigi sageduskordisteid sellistes astmetes, kus amplituudmoonutused ei ole olulised. Eriti levinud on aga varaktorkordistid väikesevõimsuseliste SM saatjate lõppastmtes, vältimaks kõrgsageduslikke transistorastmeid. Samuti on soodne asjaolu, et see kordisti ei vaja toidet. Nii on lihtne koostada saatja kõrgsagedustrakt selliselt, kus saatja asub antennst eemal ja on ühendatud vahetult antenni juures asetseva varaktorkordistiga. Sellisel moel on ka ühenduskaabli kaod tunduvalt väiksemad, kuna ülekantav sagedus on madalam saatja väljundsagedusest.

2.5. Käivitussignaalide formeerimine

Siin vaatleme digitaalskeeme tüürivate lühikeste ühepolaarsete käivitusimpulsside formeerimist (joon 2.6.1 a), millised langeksid kokku täisnurksignaali algfrondiga. Antud skeemis saame väljundpinge juhul, kui sisendpinge tipust tippu ületab dioodide avamispinget (ca 0,6V). Kui on vaja skeemi tüürida madalama sisendpingega, võiks kasutada näiteks Schottky dioode, millede avamispinge on ca 0,25 volti, samuti nullise päripingega pöörddioodi, kuid siin on oht nende madalpingelisuse tõttu siirde läbilöögiks. Ka siin võib kasutada dioodide kompensatsioonskeemi (b), mis lisadioodi poolt antava eelpingega määrab põhidioodi rakendusläve.





Joon. 2.5.1

Muidugi võib vajaliku eelpinge anda ka pingejaguriga, kuid siis jääb dioodi temperatuurimuutustest tingitud päripingemuutus kompenseerimata.

2.6. Dioodkaitse induktiivahelate korral

Teatavasti põhjustavad voolu muutused induktiivsustes vastu-emj tekkimise $U = L\left(dI/dt\right)$. Viimane aga võib osutuda ohtlikuks madalapingelistele transistoridele, mikroskeemidele. Seepärast tuleb induktiivsustega skeemides, kus esinevad suured voolu muutused - näiteks transistori baasiahelas töö korral baasivoolu lõikenurkadega või ka releemähise kommuteerimisel kollektorahelas. Sellistel puhkudel sillatakse induktiivsused või transistori vastavad siirded kas madalaoomiliste takistustega (mis põhjustab täiendavaid kadusi) või siis dioodidega. Kõrgsageduslikel rakendustel tuleb kasutada muidugi kõrgsageduslikke (kiiretoimelisi) dioode. Siirete läbilöögiohtu ei tule alahinnata. Nii näiteks võib releemähise kommuteerimisel tekkiv vastupinge küündida kilovoltideni (tuletagem meelde isegi patareitoite korral sädeme tekkimist induktiivsuste väljalülimisel). Teoreetiliselt kasvab pinge induktiivsusel seni, kuni ilmub lühistav vool (säde). Diood tuleks valida nii, et ta oleks arvestatud samasuurele, kui induktiivsuses statsionaarolukorras, voolule.



2.7. Laiaribalised dioodsegistid ja -modulaatorid

Vt Sk tehn. 1.

Matemaatiliselt võttes kujutavad segisti (mixer) ja amplituudmodulaatori (modulator) endast kahe erineva sagedusega signaali korruteid. Sõltuvalt aga korrutusoperatsiooni puhtusest võivad kaasneda rida ebasoovitavaid kõrvalprodukte, mis kajastuvad täiendavate, häiresignaalide näol väljundis. *Vt. selgitused korrutamisele…*

Parimateks osutuvad nn **balansskeemid**, kus kõrvalnähtused on viidud miinimumini ning kus on tagatav signaaliallikate ja koormuse omavahelised lahtisidestus. Nii tagab ühekordne balanssskeem lahtisidestuse ühest signaaliallikast (näiteks ebasoovitavast heterodüünisignaalist vastuvõtja segisti väljundis); kahekordne – kahest.

Lahtisidestus on vajalik ka ristmodulatsiooni vähendamiseks. Viimase all mõistetakse häiret (häirespektrikomponente väjundis), mis tekib kahe, lähedaste sagedustega signaali korral sisendis ning mis lisandudes põhisignaalile väljundis tekivad selle moonutusi.

Kuna segustid ja modulaatorid sisuliselt täidavad sama ülesannet, on nende põhimõttelised lahendused samad.

Tavaliselt aga segustid töötavad väga väikeste signaalidega, vastuvõtjates; amplituudmodulaatorid aga - suurte signaalidega, saatjates. Erinevused on muidugi ka sageduste vahekordades. Mõlemate skeemitehniliseks ülesandeks on tekitada väljundis sisendsignaalide vahesagedusega või (ja) summasagedusega signaal (-id). Kirjanduses neid omavahel tihti ei eristatagi. Ebasoovitavateks signaalideks on aga otseselt läbitulev sisendsignaal ja heterodüünisignaal (saatjates küll

kasutatakse mittebalansskeemide korral väljundisse jäävat heterodüünisagedusega komponenti saatja kandevlaine formeerimiseks).

Segustid ja modulaatorid on iseloomustatavad järgmiste parameetritega:

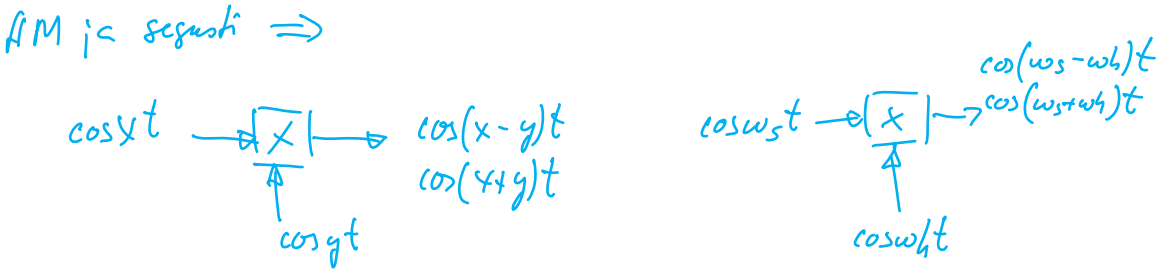
1. Intermodulatsioonitegur iseloomustab elemendi 3-järku mittelineaarsusest tekkivate produktide (kahe sisendsageduse f_1 ja f_2 korral tekkivate komponentide sagedustega $2f_1 - f_2$ ja $2f_2 - f_1$) osakaalu, võrrelduna lineaarse võimendi signaaliamplituudiga. Siin tuuakse eriala kirjanduses välja nn 3-järgu ristumispunkt IP_i, kus tekkivad lisaproduktid on sama amplituudiga kui lineaarse võimendi signaaliamplituud.
2. Heterodüünisignaali võimsus P_h, millest sõltuvad ka ülalmärgitud moonutused.
3. Sumbuvus ehk muunduskaod A_i;
4. Endamürad F_m;
5. Signaalisisendi ja heterodüünisisendi (modulaatori korral vastavalt madal- ja kõrgsagedussisendite) ning signaalisisendi ja -väljundi omavahelised lahtisidestused A_x.
6. Ristmodulatsioon on veel üks moonutusteliik segustites, seda eriti AM signaalide vastuvõtul. Kandevsignaali korral tekitab teine raadiosignaal segusti mittelineaarsusel täiendava modulatsiooni, mis kantakse segusti väljundsignaalile sisse.

Segustite ja modulaatorite kvaliteedinäitajate järgi liigitatakse neid järgmiselt:

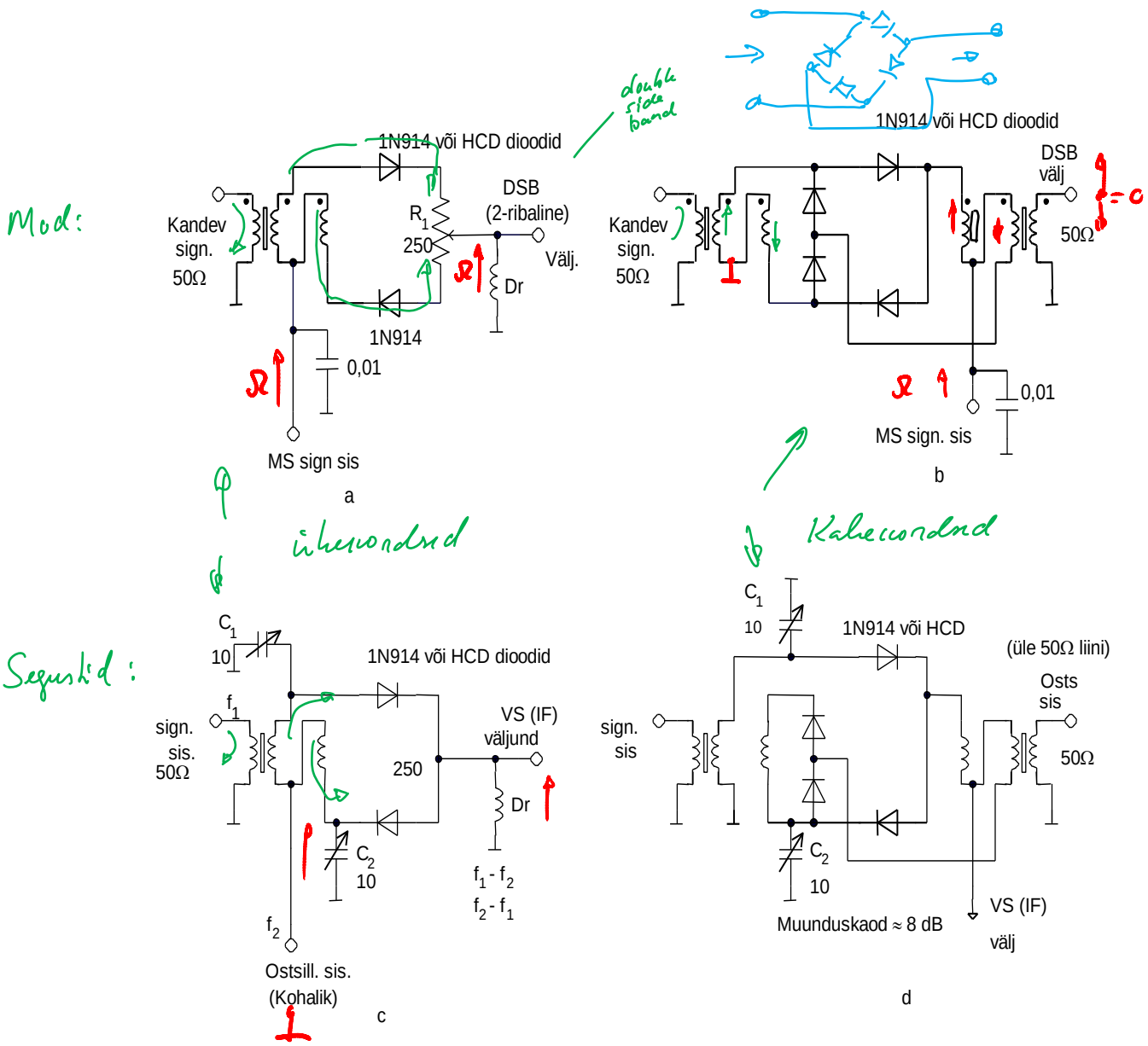
Väga madal tase	P_{i3} ≤+7dBm	P_h ≤ 0dBm
Madal tase	≈+13dBm	≈+7dBm
Keskmine tase	≈+20dBm	≈+13dBm
Kõrge tase	≈+25dBm	≈+17dBm
Väga kõrge tase	≥+30dBm	≥+20dBm[6]

Passiivseid (diood) segusteid kasutatakse kahes esimeses ülalmärgitud klassis harva, kuna vajalikud näitajad saavutatakse aktiivelementidega lihtsamalt ja koos täiendava võimendusega. Mikroskeemsed lahendused kuuluvad ka tavaliselt nendesse klassidesse.

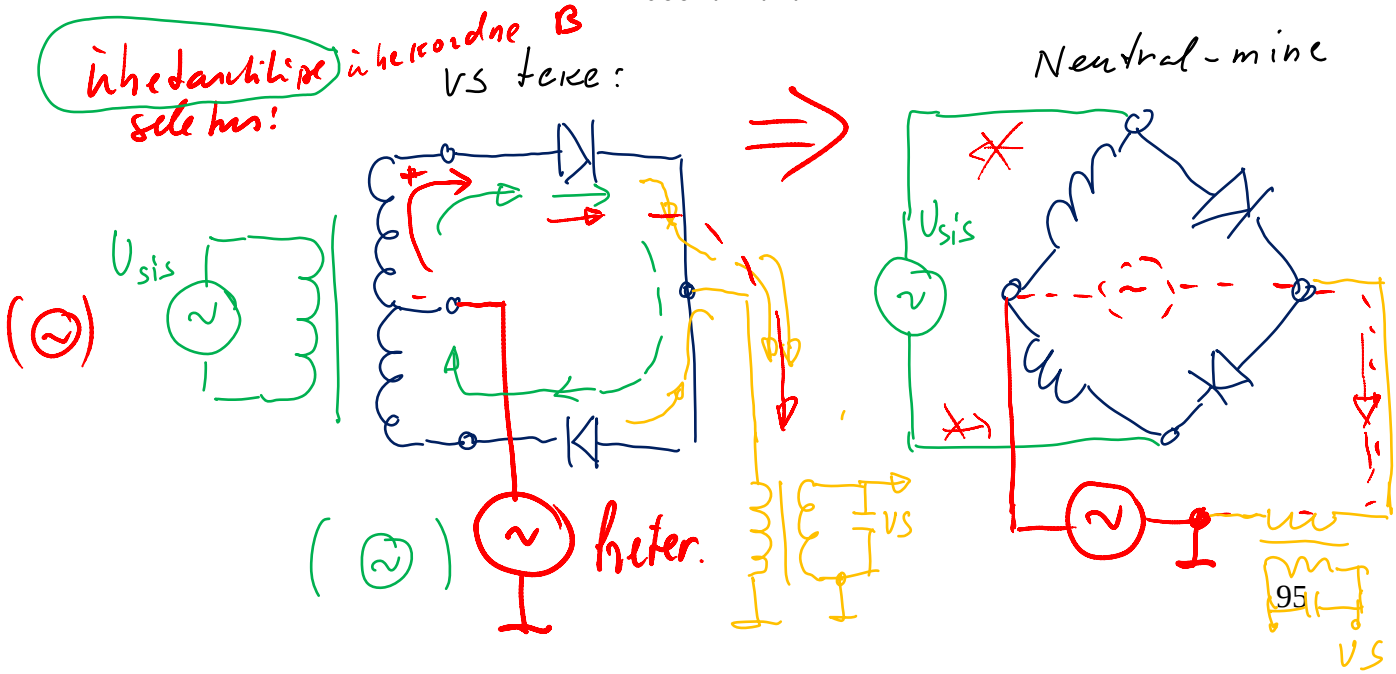
A. Näited ühekordsetest (single) balanssmodulaatoritest (joon. 2.7.1 a,b) ja balanssegustitest (joon 2.7.1 c,d). Võib näha nende küllalt suur sarnasust. Trimmerid C_1 ja C_2 on ettenähtud skeemi balansi saavutamiseks, neid võib rakendada vajaduse korral ka balanssmodulaatorites. Trafod on siin kõikjal toroidsüdamikule keritud trifilaarmähistega.



[6] Teatavasti on detsibell suhteline ühik. Tihti aga kasutatakse neid mingi konkreetse väärtuse suhtes. Näiteks helitugevus 1 dB tähendab akustilise välja tugevust 10^{-16}W, mis on normaalse kuulmisee alumiseks piiriks 600 Hz-l sagedusel. Raadiotehnikas kasutatakse tihti tähist dBW, mis näitab võimsusi 1W suhtes või nagu ülalpool toodud dBm, mis näitab võimsusi 1 mW suhtes. Nii näiteks on 2 kW võrdne +63 dBm või -53 dBW -ga.

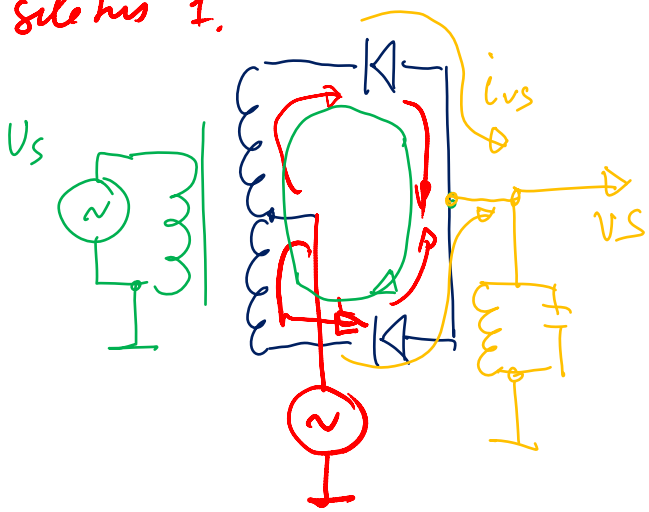

Mod:
1N914 või HCD dioodid
Kandev sign. 50Ω
DSB (2-ribaline)
R1 250
Välj.
Dr
1N914
0,01
MS sign sis
a
double side band
1N914 või HCD dioodid
DSB välj
Kandev sign. 50Ω
50Ω
0,01
MS sign. sis
b
ühesuunaline
Kahesuunaline
Segusid:
C1 10
1N914 või HCD dioodid
sign. sis. 50Ω
f1
VS (IF) väljund
250
Dr
C2 10
f1 - f2
f2 - f1
f2
Ostsill. sis. (Kohalik)
c
C1 10
1N914 või HCD
(üle 50Ω liini)
Osts sis
sign. sis
50Ω
C2 10
Muunduskaod ≈ 8 dB
VS (IF) välj
d

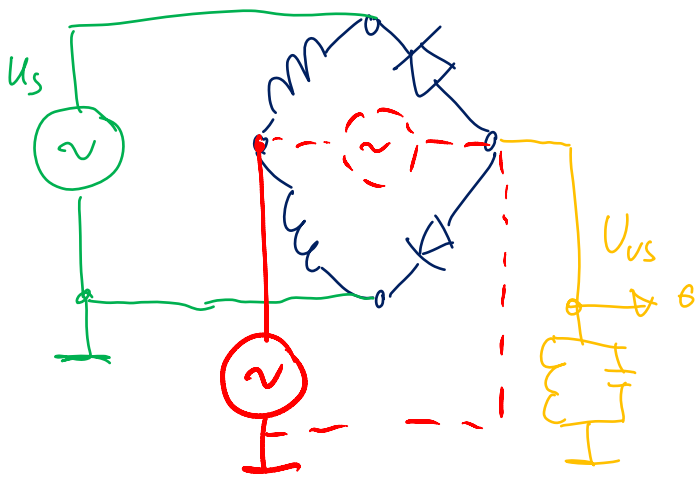
Joon. 2.7.1


Ühetaktilise ühesuunalise segu kas!
VS teke:
Neutral-mine
Usis
heter.
VS

Kahetaktiline ühefaasiline B

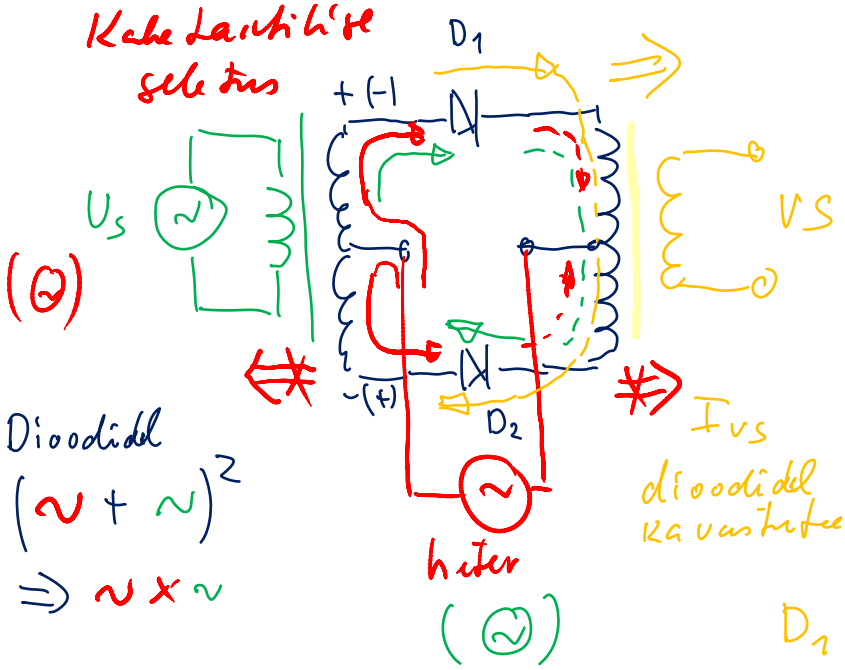
Sild lüliti 1.





2 x Balanss

Kahe laadistõke selles



$D_1 \begin{cases} U_{s_1} = U_s \cos\omega_s t \\ U_{h_1} = U_h \cos\omega_h t \end{cases}$

$D_2 \begin{cases} U_s = U_s \cos(\omega_s t - \pi) \\ U_{h_2} = U_h \cos\omega_h t \end{cases}$

Dioodidel

$(\sim + \sim)^2$

$\Rightarrow \sim \times \sim$

dioodidel rakendatakse

Kui $\omega_{vs} = \omega_h - \omega_s \Rightarrow$

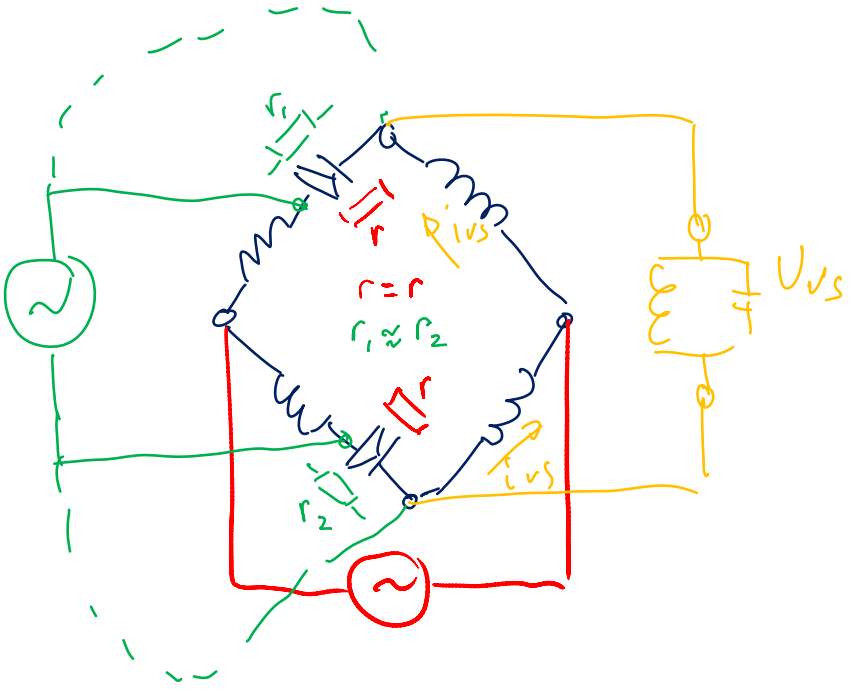
(~)

D_1: $i_{vs1} = S_m U_s \cos\omega_{vs} t$

D_2: $i_{vs2} = S_m U_s \cos(\omega_s t + \pi)$

VS vool läbib Tr_2 primeermähist – ja rakendub VS trafole

Ekv. signaal ja selle minek $\not\Rightarrow$ VS



~ ampl. summ

~ - ampl. vähe

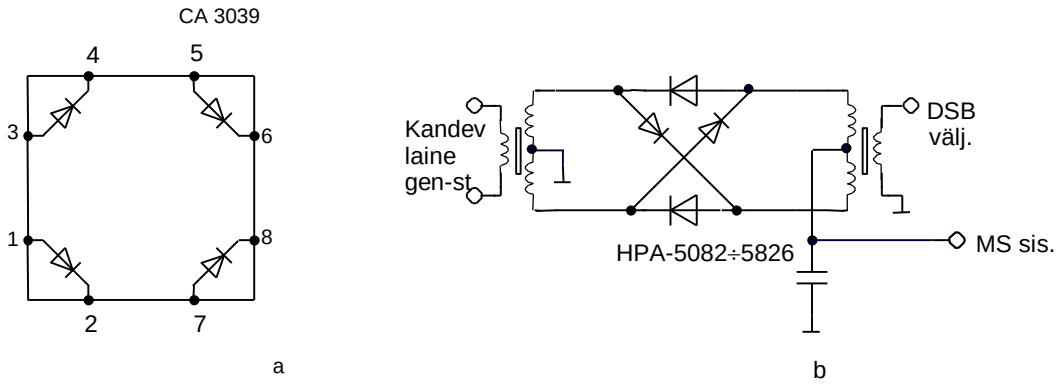
B. Kahekordsed (double) balanssskeemid. Kvaliteetsemates saatjates, vastuvõtjates ja ka mõõteriistades kasutatakse pea reeglina kahekordseid (double) balanssegusteid ja -modulaatoreid (BS, BM). Nood sisaldavad tavaliselt kahte sümmetreerivat sobitustrafot ja dioodide ringahelat.

Kasutatavate ringsegustite tüüpiline sumbuvus on 5,5...6,5 dB, mürategur Shottky dioodide korral on ligikaudu 0,5 dB, Lahtisidestus signaali sisendite vahel võib ületada 25 dB, signaali ja heterodüüni sisendite vahel võib ületada 45 dB. Seisva laine tegur sõltub suurel määral ergutus - eriti aga heterodüünivõimsusest.

Balanssmodulaatori südamikuks võib tuua näitena dioodide komplekti CA3039 (joon. 2.8.2.a), kus on tagatud kõrge dioodide parameetrite omavaheline kokkulangevus. See on balansi tagamise eeltingimuseks. Toodud on ka modulaatori skeemi näide (joon. 2.8.2.b).

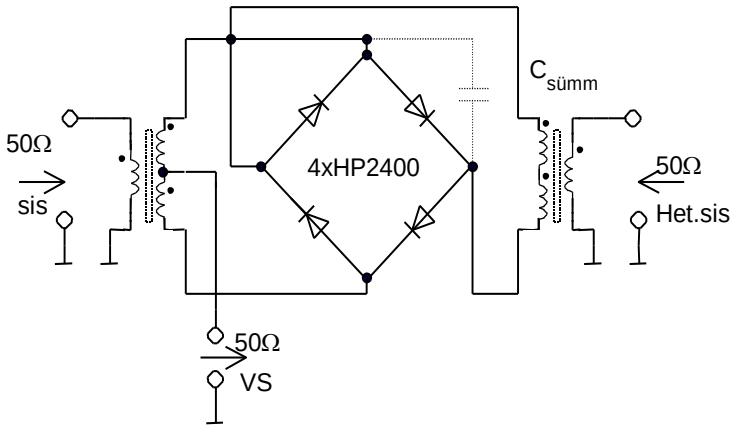
Dioodide valik sõltub kasutatavast sagedusdiapasoonist. Üheks uuemaks dioodi liigiks on inglisekeelne hot-carrier diode (HCD), mis on metall-pooljuht, enamus-laengukandjate juhtivusega, ühe alaldava siirdega seadis. Võrreldes tavaliste p-n pindsiirdega dioodidega, on HCD dioodi eelisteks kõrge töösagedus ja väiksem siiret avav pinge ning väiksem sisemahtuvus. Need dioodid leiavad põhilist rakendust segustites ja ka sünkroondetektorites VHF ja kõrgematel sagedustel. Selles sagedusdiapasoonis kasutatakse ka Shottky dioode (näiteks HP 2900).

Mõningad näited:



Joon. 2.7.2

Kuna nendele esitatakse väga suuri nõudeid dünaamilise diapasooni kohta, vaatleme siin lahendusi alates keskmisest võimsusnivoost, eeldades, et suure dünaamilise diapasooni korral on see kasutatav ka väiksematel nivoodel. Joonisel 2.8.3 toodud lahendused vastavad keskmisele (a), suurele (b) ja väga suurele (c) võimsuste nivoodele. Toodud lahendustes on kasutatud Shottky dioode. Kõrgema võimsuse nivoo korral (b) kasutatakse kahte järjestikkust dioodi, väga kõrgetel nivoodel aga kasutatakse järjestikkust RC ahelat.



$IP_{i3} \geq +20dBm$

$A_i \approx 6dB$

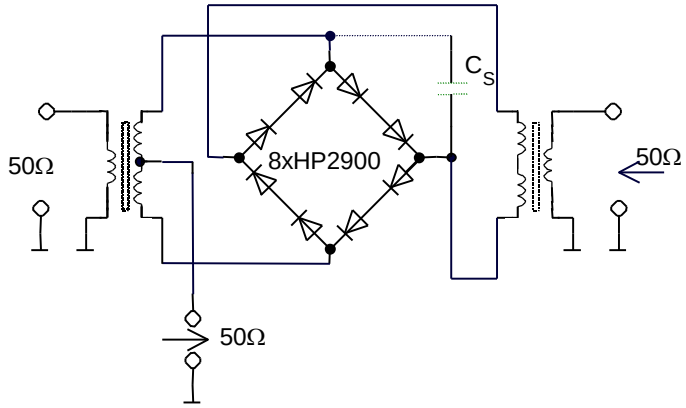
$P_h = +13dBm$

Sisendi maha –

surumine $KP_i \geq +7dBm$

$P_T = 200mW$

a) keskmise võimsusnivoo segusti



$IP_{i3} \geq 25dBm$

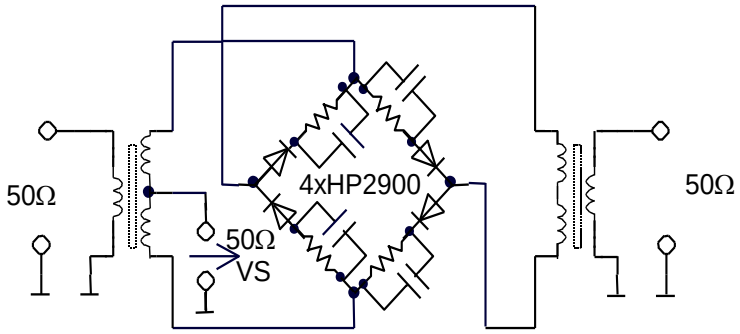
$KP_i \geq +13dBm$

$A_i \approx 6dBm$

$P_h = +17dBm$

$P_t = 400mW$

b) kõrge võimsusnivoo segusti

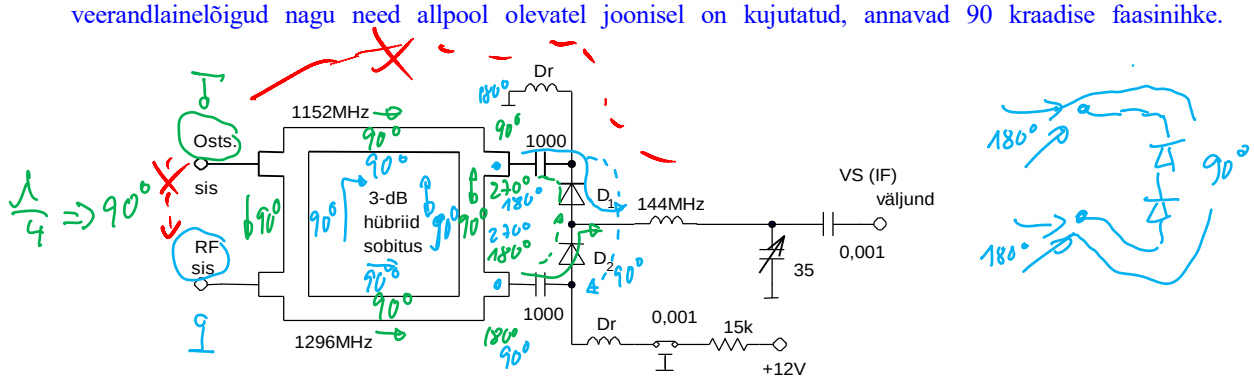


$$IP_{i3} \geq 30dBm$$
$$KP_i \geq 15dBm$$
$$A_i \approx 6dBm$$
$$P_h = +20dBm$$
$$P_t = 400mW$$
$$R_i = 100\Omega;\ C = f(\omega)$$

c) väga kõrge v-nivooga segusti

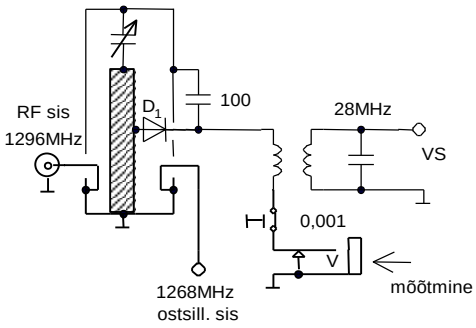
Joon. 2.7.3

Toome veel mõned ÜKS ja ka kahekordselt balanseeritud skeemide näited (joon. 2.8.4), jättes meelde, et veerandlainelõigud nagu need allpool olevatel joonisel on kujutatud, annavad 90 kraadise faasinihke.

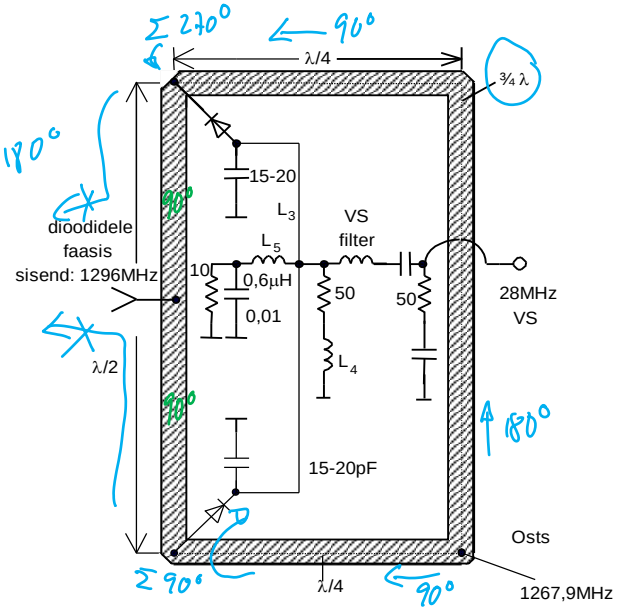


a Segusti

D_1 , D_2 - HP 5082-2717



b Segusti ühel dioodil

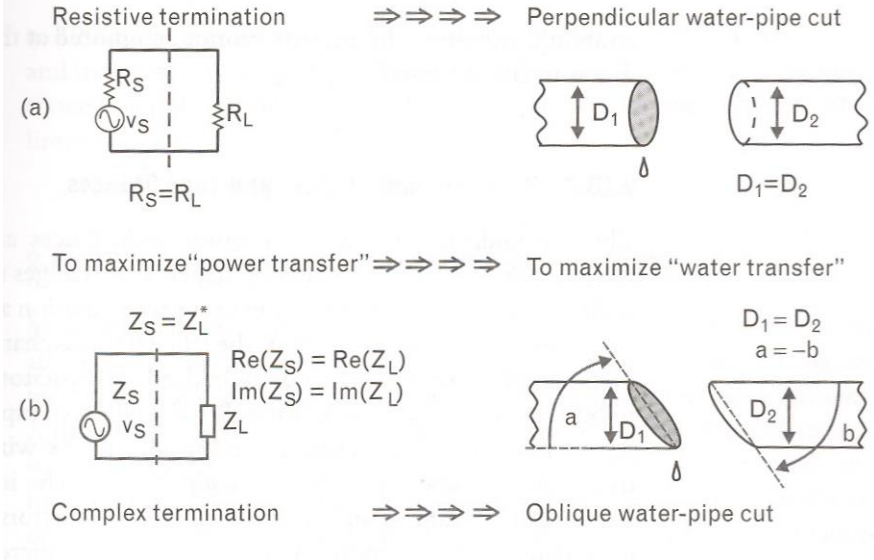


C "Rat-race" mixer

Vastufaasis: 180° nihe: Dioodidele: ¼ ja ¾

Joon. 2.7.4

Sidestuse – sobituse illustratsioon



3 TRANSISTORSKEEMID 4
3.1 Transistorastmete lihtsustatud käsitlus 5
3.1.1 Transistori lihtsustatud mudel 5
3.1.2 Transistorvõti 6
3.1.3 Emitterkordaja 7
3.1.4 Vooluallikas transistoril 9
3.1.5 Ühise emitteriga võimendi 10
3.1.6 Sümmetreeriv skeem, faasipööraja 11
3.1.7 Transistori tõus 12
3.2 Transistorastmete täpsustatud käsitlus 13
3.2.1 Transistori täpsustatud mudel 13
3.2.2 Võimendi ÜE lülituses 14
3.2.3 ÜE võimendusastme eelpingestus 17
3.2.3.1 . Võimendusastmete töörežiimid 17
3.2.3.2 . ÜE pingestuse üldised põhimõtted 18
3.2.3.3 . Emittertakistuse sildamine kondensaatoriga. 19
3.2.3.4 Lisatransistori kasutamine 20
3.2.3.5 Tagasiside kasutamine alalisvoolu järgi 21
3.2.4 Voolupeegel 22
3.3 Võimendusastmete eritüübid. 23
3.3.1 Kahetaktilised skeemid 23
3.3.1.1 Moonutused kahetaktilistes skeemides 24
3.3.1.2 Kahetaktiliste skeemide temperatuuristabiilsus 25
3.3.2 Liitransistor (Darlingtoni skeem) 26
3.3.3 Jälgiv sidestus 26
3.3.4 Diferentsiaalvõimendid 27
3.3.4.1 Vooluallikas diferentsiaalskeemis 29
3.3.4.2 Diferentsiaalvõimendi ebasümmeetrilise sisendiga 30
3.3.4.3 Voolupeegli kasutamine võimendusteguri tõstmiseks 30
3.3.4.4 Diferentsiaalvõimendi vastasfaasis väljundsignaalidega 31
3.3.4.5 Diferentsiaalvõimendi komparaatorina 31
3.4 Milleri (Mülleri) efekt 31
3.5 Väljatransistoridest 33
3.6 Mõned näited rakenduslikest skeemidest. 33
3.6.1 Termoregulaator 33
3.6.2 Loogikaskeem transistoridel ja dioodidel 34
4 MADALSAGEDUSVÕIMENDID 35
4.1 Tagasisiside üldpõhimõtted 35
4.2 Operatsioonvõimendid 39
4.2.1 Algmõisted ja põhiparameetrid 39
4.2.2 Idealiseeritud OV parameetrid 40
4.2.3 Reaalsed OV parameetrid 41
4.2.3.1 Diferentsiaalne võimendustegur 41
4.2.3.2 Nulli nihkepinge 41
4.2.3.3 Nullitriiv 41
4.2.3.4 Sünfaasse häire (samas faasis oleva signaali) mahasurumistegur. 42
4.2.3.5 Stabiilsuse tagamine 42
4.2.3.6 Sisendtakistused 43
4.2.4 Mitteinverteeriv võimendi OV-l 43
4.2.5 Inverteeriv võimendi 46
4.2.6 Sageduskorrektsioon OV-s. 48

4.2.7 Operatsioonvõimendite täpsustatud käsitlus 52
4.3 Skeeminäiteid operatsioonvõimenditel 55
4.3.1 Sisemine ja väline nullinihke kompenseerimine 55
4.3.2 Integraator ja diferentsaator 56
4.3.3 Vooluallikad OV-l 58
4.3.4 OV koormatavuse tõstmine 59
4.3.5 Ühepolaarse toiteallika kasutamine 59
4.3.6 Logaritmiline võimendi 61
4.3.7 Aktiivne tippdetektor 62
4.3.8 Aktiivne piirik 63
4.3.9 Komparaator ja Schmidti trigger 63
4.3.10 Nulldetektor 64
4.3.11 Faasdetektor 65
4.3.12 Pinge väljavõtete (valimi) realiseerimis- ja säilitusskeem 66
4.3.13 Signaali kokkusurumine ja avardamine 67
4.3.14 Summaator OV-l 68
4.3.15 Proportsionaalse tüürimisega juhtskeem 70
4.3.16 Signaalide mikser 71
4.3.17 Korrutus- ja jagamisskeemid OV-l 71
4.4 Aktiivfiltrid 74
4.4.1 Negatiivse takistuse muundur (NIC) ja gürator 74
4.4.2 Sallen ja Key filter 75
4.4.3 Kõrgemat järku filtrite konstrueerimine 77
4.4.4 Faasifiltrid 78
4.4.5 Universaalsed filtrid 79
5 KÕRGSAGEDUSVÕIMENDID 82
5.1 Kõrgsagedusvõimendite liigitus 82
5.2 Resonantsvõimendid (RF diapasoon) 82
5.2.1 Lühiülevaade 82
5.2.2 Sobitusahelad 83
5.2.2.1 Resonantsvõimendi sobitus- ja häälestustingimused 83
5.2.2.2 Sobituse lähtekohad 85
5.2.3 L – kujulised sobitusahelad 87
5.2.3.1 Puht aktiivtakistuste sobitus 87
5.2.3.2 Komplekstakistuste sobitus 90
5.2.4 Kolmeelemendilised sobitusahelad 92
5.2.4.1 Pii-kujuline sobitusahel 93
5.2.4.2 T-kujuline sobitusahel 95
5.2.5 Laiaribalised diskreetsetel elementidel sobitusahelad 97
5.2.6 Smithi kaart (ringdiagramm) 100
5.2.6.1 Lähtealused 100
5.2.6.2 . Takistuste kandmine Smithi kaardile 102
5.2.6.3 . Takistuste kujutamine juhtivustena 104
5.2.7 Takistuste sobitus Smithi kaardil 109
5.2.7.1 . Kaheelemendiline takistuste sobitus 109
5.2.7.2 . Kolmeelemendiline sobitus 111
5.2.7.3 Mitmeelemendiline sobitus 114
5.3 Lairibavõimendid 115
5.3.1 Üldised põhimõtted 115
5.3.2 Lairiba sobitusahelad 115

5.3.3 Sobitus - liinilõikude kasutamine 118
5.3.3.1 . Sobitus paralleelse lühistatud liinilõiguga. 119
5.4 Võimendite skeemide näited 119
5.4.1 Võimendite toite – ja signaaliahelad 119
5.4.2 Näide 1. Lairibavõimendi 121
5.4.3 Näide 2. Lairibavõimendi liinilõik- trafodega 123
5.4.4 Näide 3. Lairiba eelvõimendi 123
5.4.5 Näide 4. RC elementidega saavutatud lairibavõimendi 124
5.4.6 Näide 5. Selektiivne võimendi. 125
5.4.7 Näide 6. Selektiivne võimsusvõimendi väljatransistoril 126
6 ÜKS DIAPASOONI VÕIMENDID 126
6.1 Aktiivelement ÜKS diapasoonis 127
6.2 Võtted AE efektiivsuse tõstmiseks 128
6.3 ÜKS võimendite näited. 129
7 OSTSILLAATORID (GENERAATORID) 133
7.1 Põhimõisted, sagedusstabiilsus, skeemilised lahendused 133
7.1.1 Võnkumiste tekitamine, analüüsi meetodid 133
7.1.2 Statsionaarne olukord 135
7.1.3 Amplituudi püsivuse (tööpunkti stabiilsuse) tingimus 136
7.1.4 Sageduse püsivuse (tööpunkti stabiilsuse) tingimus 137
7.1.5 Aktiivelemendi keskmistatud parameetrid 138
7.1.6 Võnkerežiimid 138
7.2 Ostsillaatorite skeemitehnika 142
7.2.1 Tagasidestatud ostsillaatorid 142
7.2.2 Negatiivse juhtivuse ja - takistusega ostsillaatorite skeemid 145
7.3 Sagedusstabiilsed ostsillaatorid 146
7.3.1 Ostsillaatori sagedust mõjutavad tegurid 146
7.3.2 Tagasisidestatud ostsillaatori sagedusstabiilsus 148
7.4 Sageduse parameetriline stabilisatsioon 149
7.4.1 Sagedusstabiilsete ostsillaatorite skeemid 149
7.4.2 Võnkeringide termokompensatsioon 152
7.5 Kvartsstabilisatsioon 154
7.5.1 Kvartskristall, kvartsresonaator 154
7.5.2 Kvartsostsillaatorite skeemid 156
7.5.2.1 Ostsillaator - kvartsresonaator kui induktiivsus 156
7.5.2.2 . Ostsillaator - kvartsresonaator kui aktiivtakistus 159
7.5.2.3 . Ostsillaator - kvartsreonaatoriga kõrgematel harmoonilistel 159
7.6 Sagedussüntesaatorid 161
7.6.1 Analoog-sagedussüntesaatorid 161
7.6.2 Digitaalsed otsesed sagedussüntesaatorid 162
7.6.3 Kaudne sagedussüntesaator 163
7.6.4 ÜKS süntesaatorid 164
8 ELEKTROMAGNETILISE ÜHILDATAVUSE PROBLEEMID (ELECTROMAGNETIC COMPABILITY - EMC) . 164
8.1 Sissejuhatuseks 165
8.2 Näiteid skeemitehnikast lähtudes EMC -st 166
8.2.1 Ülekanne mittekontaktsetes ahelates (kiirguse kaudu) 166
8.2.2 Sidestus ühise takistuse kaudu 168
8.2.3 Probleemid varjestatud kaablites 173
8.2.4 Häirete levik toiteahelate kaudu 178
9 CMOS INTEGRAALSKEEMIDE KASUTAMINE JA TÖÖKINDLUSE SUURENDAMINE 179
9.1 CMOC skeemide kahjustuste vältimine 180

9.2 Kaitseabinõud montaazil.....181
10 SKEEMITEHNIKA EKSAMIKÜSIMUSED.....182

3 TRANSISTORSKEEMID

Transistore kasutatakse nii madalsageduslikes kui ka kõrgsageduslikes rakendustes. Viimaste all võiks nimetada võimendeid, attenuaatoreid, miksereid, ostsillaatoreid jpm. Transistorid jagunevad algselt bipolaarseteks (BJT); väljatransistorideks (FET). Transistortehnika edasi arenedes loodi üha uusi transistore, sealhulgas:

- HBT (Heterojunction Bipolar) transistorid, olles algselt valmistatud üheliigilisest, ränimaterjalist; hiljem, omadusi parandades lisati sinna veel teisi juurde. Tegelikult on HBT bipolaartransistori analoog. Lühidalt öeldes – kui BJT on tehtud ränist või germaaniumist – siis nimetataksegi seda BJT-ks; kui BJT on tehtud GaAs-st - nimetatakse seda kui HBT.

- MOSFET (Metal Oxide Semiconductor Field Effect) transistor. Kasutatakse alla 1 GHz sagedusdiapasoonis, ka kõrgetel võimsusnivoodel; valmistatud tavaliselt ränist.
- MESFET (MEtal Semiconductor Field Effect) tranistor. Valmistaud GaAs –st, olles seega ka kõrgsageduslikum (üle 1 GHz). Võrrelduna BJT –ga on väiksema müratasemega, kuid ka väiksema võimsustasemega. Ka kallimahinnalisemad.
- LDMOS (Laterally Diffused Metal Oxide Semiconductor). Kasutatakse suurematel võimsutel sagedustel üle 1 GHz.
- HEMT ((High Eletron Mobility) transistor ja PHEMT (Psedudomorfic HEM) transistor. Neile on lisatud nagu MESFET transistoridelegi kiht kiiret pooljuhtmateriali. Kasutatakse kõrgematel (kui MESFET) sagedustel madalamüralistes võimendites.

Transistoride, dioodide jt elementide kogumi moodustamisega ühel pooljuhtmaterialil – tekkisid esimesed integraalskeemid (IC). Keerukamad, kiiretoimelised elementide kooslused, mis realiseerivad üsna komplitseeritud lahendusi on saanud nimetuse - monoliitsed mikrolainete integraalskeemid (MMIC).

Seega võib eristada transistoride, dioodide ja nende töörežiimi kindlustavate takistite, kondensaatorite baasil erineva integreeritusastmetega lahendusi:

- Diskreetsete elementide (transistorid, takistid jms) montaažiga trükkplaadil. Varasematel lahendustel olid elemendid ühel pool trükkplaati, plaadi vooluribad ja jootekohad teisel pool trükkplaati; uuematel lahendustel on enamus trükkplaadi vooluribadest ja elementidest ühel pool trükkplaati. Kasutatakse ka mitmekihilisi montaaže. Suhteliselt suuremõõtmelised, samas kergelt konstrueeritavad. Kasutatavad väikeste partiide korral.
- Hübriidskeemid. Kasutatakse koos transistoride, dioodidega, ka rohkem või vähem universaalsemaid integraalskeeme. Väiksemagabariidilised, rakendatavad kõrgematetel sagedustel. Toodetav suuremate seeriatena.
- MMIC - sisaldab nii transistor, dioode, jaotatud parameetritega sõlmi ühes mikroskeemis. Odavus on tagatud vaid masstootmises – kuna tehnoloogia väljatöötamine ja konstrueerimine on väga töömahukas. Ei taga alati parimaid kvaliteedinäitajaid (müratase võimendites, kiiretoimelisus, väljundvõimsus).

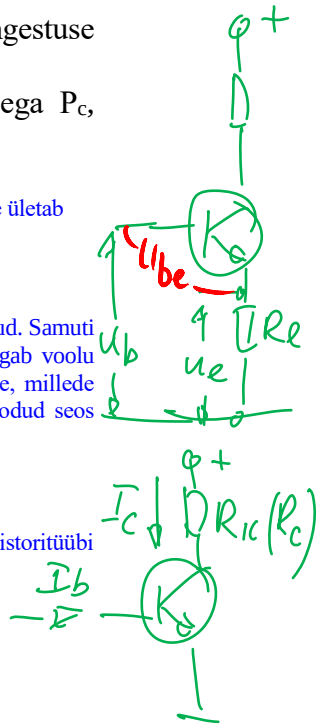
3.1 Transistorastmete lihtsustatud käsitlus

3.1.1 Transistori lihtsustatud mudel

Transistorastmete lihtsustatud käsitlust kasutatakse transistori alalispingereziimide lihtsustatud arvutustes ning alalis- ja madalsageduslike võimendustegurite hindamiseks.,
Siin võetakse aluseks lihtsustatud transistori mudel, kus transistori vaadeldakse kui vooluvõimendit. Seetõttu kollektorvool avaldub võrdelisena baasivoolu ja vooluvõimendusteguriga: $I_c = \beta I_b$.

Selle rakenduseks tuleb aga võtta teadmiseks kolm põhimõtet:

1. Kollektorpotentsiaal peab olema kõrgem emitteri potentsiaalist (vaatleme siin npn transistor näidet);
2. Baas-emitter ja baas-kollektor siirded töötavad kui diooodid, tavalise pingestuse korral b-e siire on avatud ja b-k siire on suletud.
3. Igat transistori iseloomustatakse lubatud I_c, I_b, U_{ce}, $U_{bevastu}$, kaovõimsusega P_c, temperatuuri jt suurustega, milliseid ei või ületada.



Vaatlema teist reeglit. Siit tulenevalt ei saa meelevaldselt suurendada b-e vahelist siirde päripinget. Kui see ületab 0,6...0,8 volti, tekib väga suur baasivool. Seega, **pinged baasil ja emitteril on seotud järgmiselt:**

$$U_b \approx U_e + 0{,}6V \ldots 0{,}7V \qquad \left(U_b = U_e + U_{be}\right).$$

Samas märgime, et kollektori vool ei ole määratud b-c siirde kui dioodi vooluga; see diood on vastupingestatud. Samuti ei sõltu kollektori vool oluliselt kollektoripingest, b-c vahemik on vaadeldav kui voolu generaator, mis tagab voolu sõltumatuse pealerakendatud pingest. Siin tuleb juba arvestada transistori tööpõhimõttest tingitud protsesse, millede tõttu emittersiirde suuremale avanemisele vastab kollektorvoolu kasv ja mille tulemusena saadakse ülaltoodud seos kollektorvoolu ja baasivoolu vahel.
Kui 1...3 on täidetud, siis I_c on võrdeline I_b-ga:

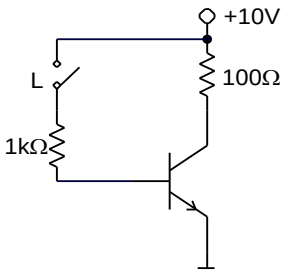
$$I_c = \beta I_b .$$

Parameetrit ß ei saa lugeda õnnestunuks transistori kirjeldavaks parameetriks juba sellepärast, et sama transistoritüübi juures see võib olla näiteks vahemikus 50...250.

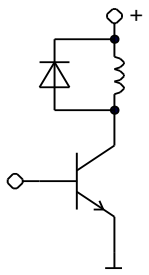
3.1.2 Transistorvõti

Kuna transistori lihtsustatud mudel ei võimalda käsitleda võtme töökiirusega seotud probleeme, piirdume siin lülitireziimile vastavate vooluseoste väljatoomisega. Kui võtme töökiirus pole oluline, on need vooluseosed piisavad võtme konstrueerimiseks. Vaatleme skeemi (joon. 3.1.1). Transistori avamiseks:

- ühendame kontaktid juhtahelas, andes sellega baasile siiret avava pinge ja sellest tingitud baasivoolu.
- Kui transistor on avatud (transistorvõtme "kontaktid" ühendatud), on b-e siire ka avatud, pingelang siirdel on ca 0,6V (Ge transistoridel 0,15..0,2V).



Joon. 3.1.1



Joon. 3.1.2

- Seetõttu langeb baasiahela takistusele pingelang 9,4 V ja takistit ning baassiiret läbib 9,4 mA-ne vool.
- Siit ei pea järelduma, et kollektorahelas voolab ß korda suurem vool, s.o. kui $\beta = 100$, 940 mA-ne vool. Viimane sõltub lisaks baasivoolule ja vooluvõimendustegurile ka kollektori toitepingest ja kollektori koormustakistusest. Kui kollektori toitepinge (või koormustakistus) ei taga ß-kordset kollektorivoolu, siis transistoris ilmneb küllastusastme suurenemine.
- Märgime veel, et küllastuses on väikesevõimsuselise transistori kollektorpinge sõltuvalt koormuse suurusest ja transistori tüübist 0,05...0,2 piires, võimsustransistoridel rohkemgi [vt Abo. Raadiolülitused]. Tuleb aga ka märkida, et väikeste baasi-kollektori vaheliste pingete korral vooluvõimendustegur mõnevõrra väheneb.
- Tavaliselt valitakse baasivoolu valikul 4...5 kordne varu, liiga suur varu aeglustab tunduvalt transistori küllastusest sulgeolekusse üleminekut. Kindlustamaks transistorvõtme temperatuuristabiilsust sulgeolekus ühendatakse baas emitteriga (või Ge- transistoride korral isegi baasi sulgeva täiendava pingeallikaga) üle suhteliselt kõrgeomilise takisti.

- Antud kollektortakistuse 100 oomi ja $\beta = 100$ korral piisaks baasiahelas olevast 4...5 kilooomilisest takistist.
- Induktiivkoormuse korral, nagu varem ka märgitud, sillatakse induktiivkoormus dioodiga (joon. 3.1.2).

Transistorvõtmete lülitusajad võivad olla murdosad mikrosekunditest. Töökiiruse suurendamiseks kasutatakse mitmeid meetmeid. Põhiliseks on seejuures

- kiiretoimeliste transistoride kasutamine,
- küllastusastme vähendamine
- tüürsignaali forsseerimine - näiteks baasiahelas oleva takisti kondensaatoriga sildamise abil.

3.1.3 Emitterkordaja

Emitterkordaja (ÜC transistori lülitus) on toodud joonisel 3.1.3. Seda kasutatakse tavaliselt kui takistuste transformaatorit - **kõrge sisendtakistuse ja madala väljundtakistuse** tõttu. Kuna sellise skeemi pingeülekanne on lähedane ühele, siis saadakse siin vooluvõimendus.

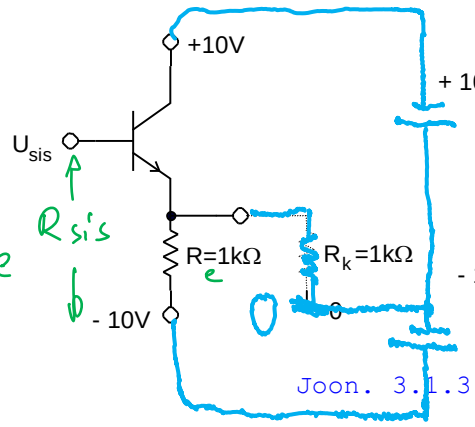
- **Emitterkordaja sisendtakistus** avaldub $r_{sis} = (\beta + 1)R$. Analoogne seos kehtib ka kompleksse suuruste kohta

$$Z_{sis} = (\beta + 1)Z_{koorm}$$

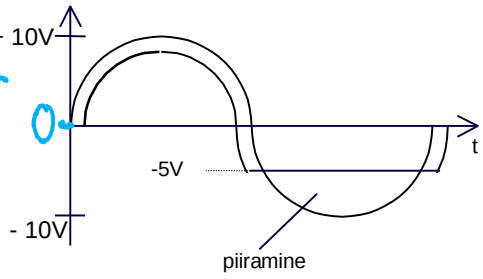
- **Emitterkordaja väljundatakistus** avaldub pöördväärtusena: $Z_{välj} = Z_i / (\beta + 1)$, kus

Z_i – *signaalilika sisendtakistus*. Kuna tavaliselt $Z_{välj} << R$, pole viimases seoses väljundiga paralleelset emitterahela takistit R arvestatud.

Siin on tegemist **väikesesignaalilise (dünaamilise) väljundtakistusega**, mis ei tähenda sugugi, et emitterkordaja tagab alati koormuses suure voolu. Arvestagem sellega, et **emitterkordaja voolu väljundsuuruseks on vool läbi transistori kollektorahela**. Vaatleme ostsillogramme (joon. 3.1.4). Nii muutub väljundpinge positiivsel



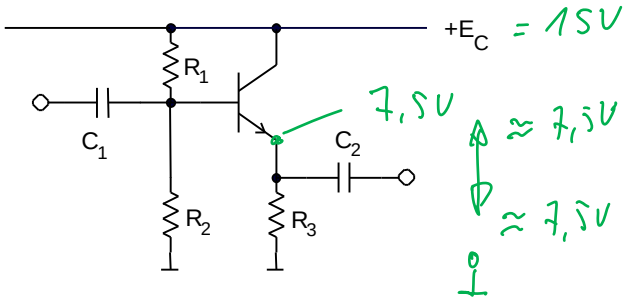
Joon. 3.1.3



Joon. 3.1.4

tasandil ligikaudu positiivse toitepingeni (miinus pingelang U_{ce}, ca 0,1V), negatiivses osas ulatub see -5 voldini. See on tingitud sellest, et alates teatud sisendpingest (-4,4V) transistor sulgub ja väljundisse signaali edasi ei kandu. Antud osas skeemi (joon. 3.1.3) töö parandamiseks tuleb kasutada emitterahelas madalaoomilisemat takistit või kasutada kahetaktilist, npn ja pnp transistoridega skeemi.

Emitterkordajate konstrueerimise näitena vaatleme helisagedusel töötava, 15V-e toitepinge ja 1mA rahuolukorra vooluga kordaja arvutust (joon. 3.1.5):



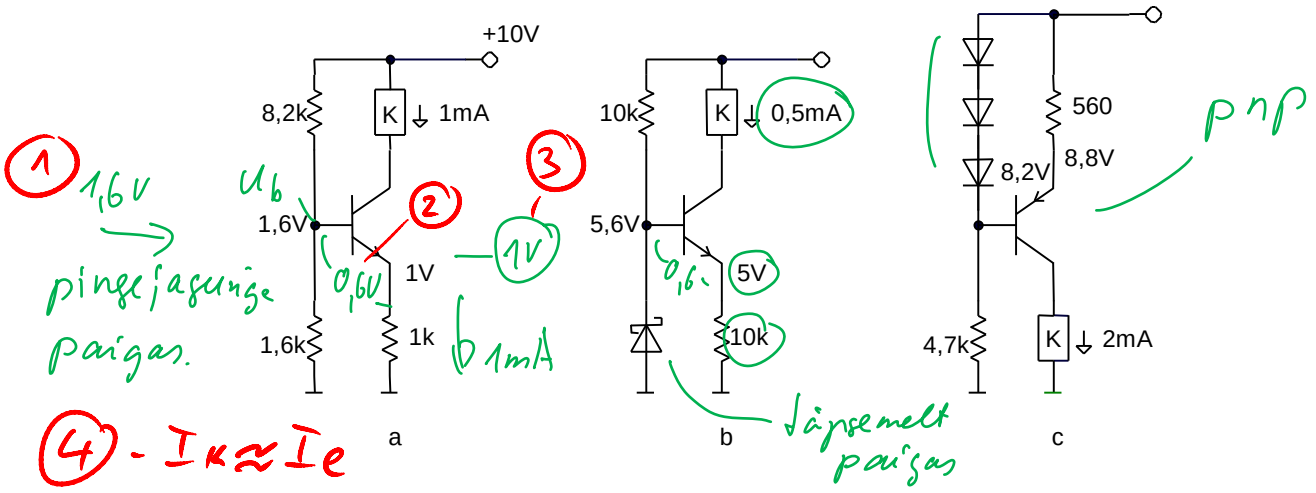
Joon. 3.1.5

1. Emitterpinge valik. Sümmeetrilise väljundpinge tagamiseks valitakse $U_e = 0{,}5E_c$. Saame, et $U_e = 7{,}5V$.
2. Takisti R_e valik. Kuna rahuolukorra vooluks oli valitud 1 mA, saame $R_e = 7{,}5k\Omega$.
3. Pingejaguri takistite valik. Baasipinge on emitterpinge ja transistori avava pinge summa. Siit saame, et $U_b = 8{,}1V$. Järelikult tuleb takistite R_1 ja R_2 suhe $1/1{,}17$. Eeldades, et emitterkordaja sisendtakistus $\beta R_e >>$ paralleellülitusest $R_1 \| R_2$, seega valime paralleelühenduse (kogutakistuse 75 k-oomilise või väiksema). Valime takistid $R_1 = 130k$ ja $R_2 = 150k$.
4. Kondensaator on vajalik eelmise astme alalispinge või maa nivoost lahtisidestuseks. See koos astme poolt tekitatava koormustakistusega (sisendtakistusega) moodustavad kõrgpääsfiltri. Eeldades, et emitterahelasse lülitatava koormuse takistus on palju suurem takistist R_e, saades niiviisi kordaja sisendtakistuseks ßR_e- see tähendab 750 k-oomi. Jaguri takistus võrdub 70 k-oomiga. See tähendab, et kondensaatori koormuseks on 63 k-oomi ja et kondensaatori mahtuvus peab olema vähemalt 0,15 mikrofaradit. Siis saadakse 3dB sageduskarakteristiku langus sagedusel alla 20 Hz.
5. Kondensaatori C_2 valik. See kondensaator moodustab koos praegu määratlemata koormustakistusega samuti kõrgpääsfiltri. Me kindlasti ei eksi, kui eeldame, et koormustakistus ei ole väiksem kui takisti R_e takistus. Võttes jällegi alumise piirsageduse allapoole 20 Hz, saame, et kondensaatori C_2 mahtuvus peab olema vähemalt 1 mikrofaradit. Kuna antud skeemis on tegemist kahe järjestikkuse kõrgpääsfiltriga, valime kondensaatorite väärtused mõnevõrra suuremad, näiteks 0,5 ja 5 mikrofaradit.

Mõnikord osutub võimalikuks vältida kondensaatoreid emitterkordajates, kui kasutada sümmeetrilist toidet (vt joon 3.1.3), ühendades transistori baasi kõrgeoomilise takisti kaudu maaga (0-potentsiaaliga) kokku.

3.1.4 Vooluallikas transistoril

Vooluallikat kasutatakse võimendusastmetes dünaamilise koormusena, samuti stabilisaatorites, diferentsiaalastmetes - saavutamaks suurt vahelduvvoolutakistust (vahelduvpingelangu) väikese alalisvoolutakistuse (alalispingelangu) korral. Nii saavutatakse tavalistes ja diferentsiaalvõimendites suurem võimendustegur; kasutades vooluallikat parameetrilises stabilisaatoris ballasttakistuse asemel, saadakse kõrgem stabiliseerimistegur. Käsitleme siin lühidalt bipolaarsel transistoril realiseeritud vooluallikate näiteid (joon. 3.1.6).



Joon. 3.1.6

- tNiisiis, transistori baasil peab olema **emitteri suhtes** pinge $> 0{,}6V$. See hoiab emittersiirde avatud olekus.
- **Takisti Re** leitakse seosest $R_e = U_e / I_e$, saades $R_e = \left(U_b - 0{,}6V\right) / I_e$.
- Eeldades, transistori suurt vooluvõimendust, saame, et **emittervool on ligikaudu võrdne kollektorvooluga**. Nii saame, et

$$I_c \approx \left(U_b - 0{,}6\right) / R_e ;$$

- kuna **avaldises puudub kollektoripinge**, saamegi voolu sõltumata pingest U_c senikaua, kuni transistor ei küllastu (kuni täidetakse nõue $U_c > U_e + 0{,}2V$).

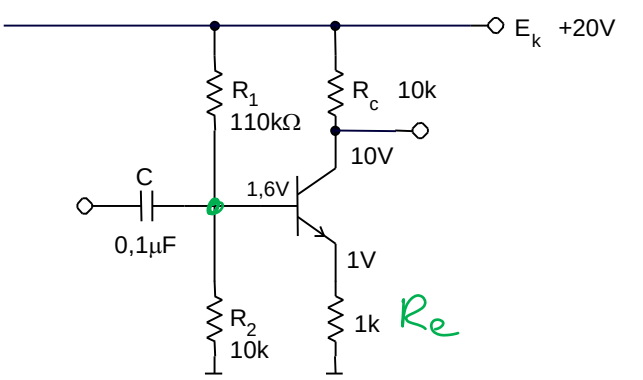
- Esimene näide (a) on resistiivse pingejaguriga vooluallikas, jaguri kogutakistusega 1.3 k-oomi.
- Teises (b) on pinge fikseeritud stabilitroni abil. Võib aga kasutada ka mitut järjestikku ühendatud päripidise pingestusega dioodi (c). Viimastes skeemides tuleb piisavaks dioodide avamiseks tagada neid läbiv mõnemilliampriline vool. Viimane näide annab tänu pnp transistorile võimaluse koormuse ühendamiseks maaga.

Tegelik vooluallikas on erinev ideaalsest. Seda kõigepealt seetõttu, et:

- baasipinge on sõltuv kollektorpingest transistori mittenullise läbitavuse D kaudu. Püsiva kollektorvoolu ja baasipinge korral tekib sellest võimendusteguri ß sõltuvus kollektor-emitterivahelisest pingest. **Kuna** $I_e = I_k + I_b$, siis **ß muutus kutsub esile kollektor- ja emittervoolu muutuse**.
- Lisaks tuleb veel arvestada **parameetrite temperatuurisõltuvusega**. Pinge U_{be} temperatuurimuutus on ca -2mV/ºC, läbitavuse mõju avaldub transistoris $dU_{be} \approx -0{,}001 dU_{ce}$. Neid võib viia miinimumini, valides piisavalt kõrge (vähemalt 1V) emitteripinge, viimane omakorda aga tingib emittertakisti kaudu baasi eelpinge muutuse. Nii näiteks 0.1V emitterpinge korral (baasil on 0,7V) 10mV baasipinge muutus annab 10% väljundpinge muutuse, 1V emitterpinge korral aga 1% -se muutuse. Kirjanduses, näiteks [Horowitz; Tietze], on pakutud välja ka täiustatud vooluallikate variandid.

3.1.5 Ühise emitteriga võimendi

Vaatleme vooluallika näidet, kus koormuseks on takisti kollektorahelas (joon. 3.1.7).



Joon. 3.1.7

Kõigepealt katsume selgusele jõuda transistori pingestamise (alalispingerežiimi tagamise) ja vahelduvpinge (signaali) ahelates.

Alalispingerežiim:

- Eeldame transistori rahuolukorra kollektorvooluks (st. alalisvooluks) 1mA
- Kollektoril **alalis**pingeks saame siis 20 voldise toitepinge ja 10 kilooomilise kollektortakisti korral 10V.
- Emitterahela takistiga pneme paika emitterpinge maa suhtes suurusega 1V.
- Takistitega R_1 ja R_2 tekitame baasile emitterpingest 0,6 V kõrgema pinge, tagamaks siis transistori aktiivrežiimi.
- Alalispinge lahtisidestuseks anname signaali üle kondensaatori, arvestades jällegi, et transistori sisendis tekkiva kõrgpääsfiltri pääsuriba oleks sobitatud ülekantavate signaalide sagedustega.

Vahelduvpingerežiim:

1. Pingevõimendustegur vahelduvsignaalile:

- Andes baasile vahelduvsignaali u_b, saame kollektorpinge muutuse u_c.
- Kollektorpinge avaldub siin **üldjuhul** toitepinge ja kollektorahela takistil R_c oleva pingelangu kaudu: $U_c = E_c - I_c R_c$.
- Emitter-**vahelduv**pinge saame eeldusel, et emitterahelas suhtes töötab transistor emitterkordajana, võrdsena baasipingega: $u_e = u_b$.
- Emitterpinge muutus (emitter**vahelduvpinge**) tingib emittervoolu muutuse $i_e = u_e / R_e \approx u_b / R_e$ ja suure vooluvõimendusteguri korral ligikaudu samasuure kollektorvoolu muutuse.
- Järelikult saame sisseantud vahelduvbaasipinge U_b korral kollektorpinge muutuseks (vahelduvpingeks kollektoril)

$$u_c = -i_c R_c \approx -i_e R_c = -u_b \left(R_c / R_e \right).$$

Pangem tähele, oleme saanud pingevõimendi, mille võimendustegur avaldub kollektor- ja emitterkoormustakistuste suhtena

$$K_u \approx -R_c / R_e \, .$$

Meie näites saame pingevõimenduseks -10. Miinus märk avaldises viitab 180°-sele faasinihkele.

2. Võimendi **sisendtakistus**:

- on määratud pingejaguri takistitega (signaali suhtes on paralleelühenduses)
- ja transistori sisendtakistusega, mis tänu emitterahela takistusele on küllalt kõrge (vt emitterkordaja valemit $r_{sis} = \beta R_e$).

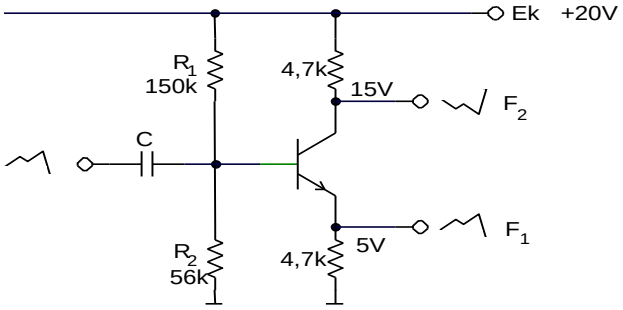
3. Väljundtakistus on määratud:

- kollektorahela takistusega

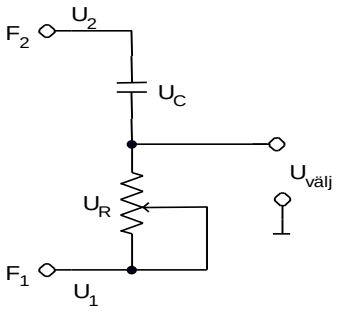
- Transistori kollektori poolt vaadatud väljundtakistusega, millised on samuti signaali suhtes paralleelühenduses.
- Tuletagem aga meelde, et analoogne skeem oli kollektori poolt vaadatuna vooluallikaks. Teisiti öeldes, kollektoripoolne väljundtakistus on väga kõrge (ulatudes megaoomidesse). Järelikult, sellise võimendi väljundtakistus on määratud kollektorahela takistusega R_C.

3.1.6 Sümmetreeriv skeem, faasipööraja

Vajalikuks skeemiks osutub sümmetreeriv aste, mis annab sisuliselt kaks vastasfaasis väljundpinget (joon. 3.1.8). Eelmisest

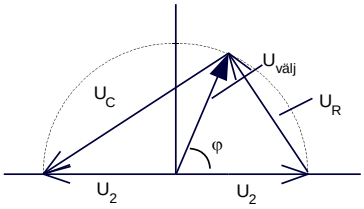


Joon. 3.1.8



Joon. 3.1.9

punktidest nähtub, et emitterkordaja faasi ei pööra, aste ühise emitteriga aga seda teeb. Et saada võrdsed väljundpinged, tuleb valida emitteri ja kollektori koormusteks võrdsed takistid. Maksimaalse väljundpinge saamiseks tuleb alalispinge reziim valida nii, et oleks tagatud ühesugused väljundpingete haardeulatused (antud näites pingete 5-voldised tippväärtused).
Kasutades vastasfaasides väljundpingeid, on võimalik koostada sujuva faasinihke reguleerimisega skeem (joon. 3.1.9). Pannes takisti või kondensaatori asemele elektroonselt tüüritava elemendi (näiteks reguleeritava takistusena väljatransistori), saame elektroonse tüürimisega faasinihke ahela.



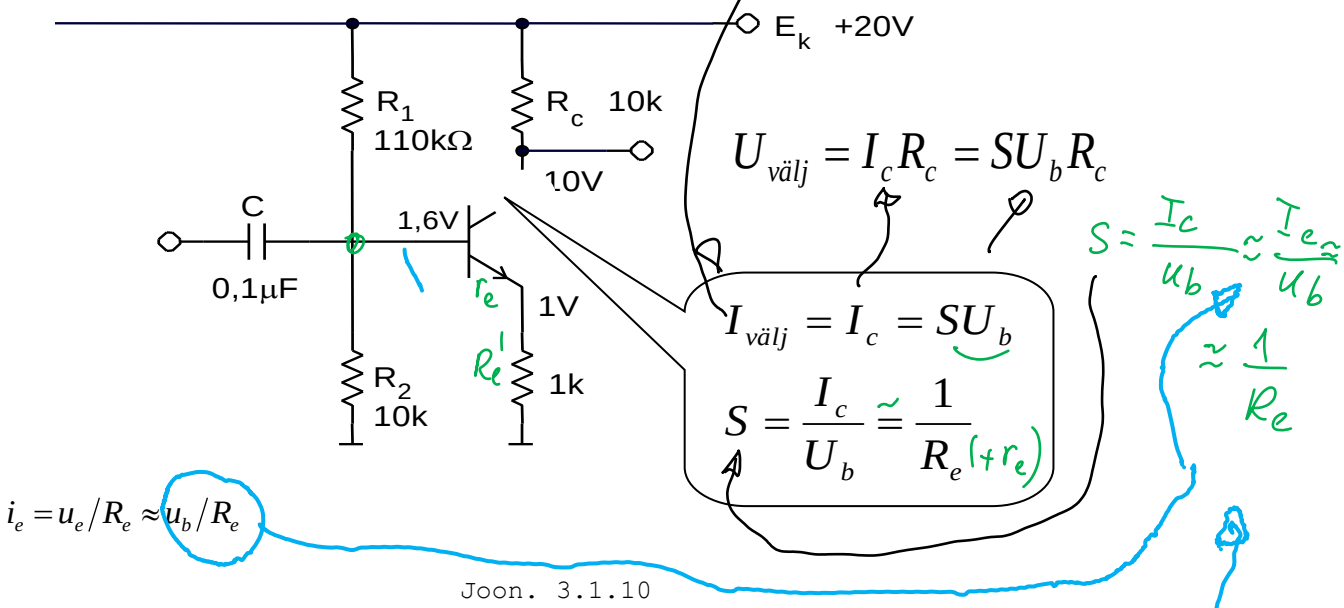
Joon. 3.1.9 selgituseks:

3.1.7 Transistori tõus

Senises käsitluses eeldasime, et pinge emitteril kordab pinget baasil ja et emitterivoolu muutus võrdub kollektorivoolu muutusega, saades nii kätte ka kollektorpinge muuutuse. Sellise arutluse tagajärjel saime kätte transistori pingevõimendusteguri. Vaatleme nüüd transistorvõimendit järgnevalt (joon. 3.1.10).
Kujutame:

A. Skeemi üks osa kui pingega tüüritav vooluallikas:

- Rahuolukorra vooluga 1 mA
- ülekandega -1mA/V. Ülekande all mõistame siin väljundsuuruse suhet sisendsuurusesse, saades siin juhtivuse ühiku siemensi [Sm].
- Saadud suurust $I_{välj}/U_{sis}$ nimetame transistori tõusuks S.



Joon. 3.1.10

Niisiis ühes osas saime võimendi ülekandejuhtivusega (tõusuga) 1mS/V, mis sisuliselt pole midagi muud kui $1/R_e$, seda eeldusel, et emittervool on ligikaudu võrdne kollektorvooluga. Takistuse R_e all mõeldakse tegelikult transistorisisese takistuse r_e ja välise emittertakistuse summat.

B. Skeemi teine osa kujutab endast koormustakistust ("muundurit"), mis muudab voolu pingeks. Selle "muunduri" ülekanne on takistuse dimensiooniga,mille rahuolukorrale vastab toitepinge E_c, ülekande takistusele - suurus 10 kV/A (10 k-oomi).

Nende kahe osa ülekannete korrutis annab meile

FET

$$K_u = \frac{U_{välj}}{U_{sis}} = \frac{SU_bR_c}{U_b} = SR_c = R_c/R_e = -10$$

.

Toodud käsitlusviis on paindlikum senisest. Nii võib skeemi analüüsida erinevat liiki aktiivelementidega (näiteks väljatransistoridega), erinevate koormustega, kaasa arvatud aktiivne koormus (vooluallikas) või ka võnkering. Tihti osutab see meetod kasulikuks ka operatsioonvõimendite jt võimendite analüüsil.

3.2 *Transistorastmete täpsustatud käsitlus*

3.2.1 Transistori täpsustatud mudel

Täpsustame kollektorvoolu avaldist. Esmalt tõdeme, et

Kollektorvool on seotud baasipingega[1]

Seda siis Ebbers- Moulle'i valemi kaudu[2]:

$$I_c = I_{küll}\left[\exp\left(U_{be}/U_T\right) - 1\right],$$

kus:

- termiline potentsiaal $U_T = kT/q$. Toatemperatuuril $U_T = 25{,}3mV$.
- q- elektroni laeng ($1{,}6*10^{-19}$ kulonit);
- k- Boltsmanni tegur ($1{,}38*10^{-23}$ dž/K);
- T- absoluutne temperatuur, $K = °C + 273{,}16$;
- $I_{küll}$ - transistori küllastusvool (sõltub omakorda temperatuurist), kujutab emittersiirde vastuvoolu.
- Aktiivosas $I_c >> I_{küll}$, mistõttu võib valemist liikme -1 välja jätta.

Tuleb rõhutada, et:

- **transistori kollektorivool sõltub baasi-emitterivaheliset pingest, mitte niivõrd baasivoolust.**
- **Baasivoolu avaldamine teguri ß kaudu on väga ligikaudne.**
- **Kollektorvoolu ja baasipinge eksponentsiaalne sõltuvus on kehtiv suures voolumuutuste diapasoonis, alates nanoampritest kuni milliampriteni.**

Ülaltoodust saame teha mõned olulised, edaspidises skeemitehnikas tihti vajaminevad, järeldused:

---

[1] Lihtsustatud käsitlusel oli kollektorvool seotud baasivooluga $I_c = \beta I_b$ – vooluvõimendusteguri β kaudu. Baasivool omakorda on siis ligikaudselt seotud kollektorivooluga järgmiselt $I_b = I_c / \beta$.

[2] Sama I_c valem on kehtiv ka dioodi läbiva voolu ja pinge omavahelise seose avaldamiseks.

1. p-n siirde VA - karakteristiku hindamine. Transistori korral näiteks, kui palju on vaja suurendada baasipinget saavutamaks kollektorvoolu 10 kordse suurenemise. Ebbers- Moulle'i valemist tulenevalt saame vastuseks, et baasipinget on vaja suurendada $U_T \lg_e 10$ ehk 60 mV võrra (toatemperatuuril). Kokkuvõtlikult kui:

$$\Delta U_b = 60mV \Rightarrow I_c' \rightarrow 10 I_c$$

2. Transistorisisene emittertakistus e. emitteripoolne sisendtakistus (väikeste signaalide reziimis). Võttes U_{be} tuletise I_c järgi, saame

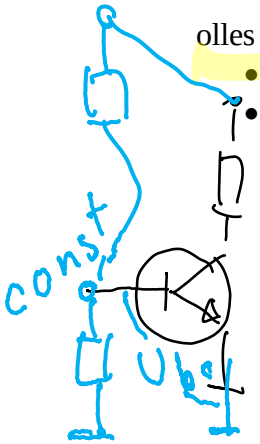
$r_e = U_T / I_c \approx 25 / I_c$ oomi, kus voolu I_c mõõdetakse milliamprites.

Suurus $25/I_c$ on transistorisisene emittertakistus r_e toatemperatuuril. See:

A. Piirab transistori võimendust ÜE lülituses,
B. Viib pingeülekande emitterkordajas ühest väiksemaks
C. Ei võimalda emitterkordajas saada nullist väljundtakistust.

3. Baasipinge temperatuurisõltuvus. Kuna transistori küllastusvool $I_{küll}$ sõltub temperatuurist,

väheneb baasi-emitterivaheline pinge 2,1 mV/$_o$C,



olles pöördvõrdeline temperatuuriga. Juhime tähelepanu sellele, et:

- 60 mV baasipinge kasv kutsus esile juba 10 kordse kollektorvoolu muutuse.
- Sellise suure temperatuurisõltuvuse eelduseks on, et:
  - välise eelpingestusskeemiga transistorile pealeantav baasipinge ja emitteri potentsiaal ei muutu.
  - Samas aga väheneb esialgset kollektorivoolu taganud transistorisisene U_{be} – siis 2,1mV/^{0}C kohta.
  - Selle vähenemine on ekvivalentne fikseeritud eelpinge korral baasi-emitterpinge kasvuga, tähendades samasuurt baasi-emitterivahelise tüürpinge kasvu.
  - Viimane aga viibki kollektorvoolu üles .

4. Väljundpinge tagasimõju sisendpingele Earley tingituna efektist täheldub ka transistorides - üle transistori läbitavuse D. Ligikaudu $dU_{be} \approx -0{,}001 dU_{ce}$.

3.2.2 Võimendi ÜE lülituses

Varemalt avaldasime ÜE võimendi ülekande kollektor- ja emittertakistuste olemasolu korral, saades pingevõimenduseks nende suhte. Välise emittertakistuse puudumise korral peaks selle avaldise järgi tulema lõpmatu suur pingevõimendus.

Täpsustatud käsitlusel tuleb arvestada transistorisisese emittertakistusega $r_e = 25/I_c\,[mA]$. Sellest järeldused järgnevate parameetrite kohta:

A. Võimendustegur. Tegelikult on emitterahelas alati takistus olemas - seesama transistorisisene emittertakistus $r_e = 25/I_c\,[mA]$ oomi. Seda tuleb arvestada, kui emitterile külgeühendatav takistus on väike või puudub hoopis. Näiteks, võttes eelpooltoodud võimendi, saame välise emittertakisti puudumise korral pingevõimenduseks $-10 kilooomi/r_e$, ehk -400.

B. Sisendtakistus. Sisendtakistuse valem vajab ka korrektiive, olles nüüd ßr$_e$ ehk 2,5 k-oomi $(I_c = 1mA)$. Edaspidi teeme vahet:

- ÜE (välise R$_e$-ga)
- maandatud emitteriga $(R_e = 0)$ lülituste vahel. (jääb tr. sisse r_e)

C. Transistori tõus. Saab avaldada ka kui $S = (I_{küll}/U_T)e^{U_{be}/U_T} = I_c/U_T$. Tulemusest nähtub, et tõus sõltub:

- kollektorvoolust
- ei sõltu konkreetsest (bipolaarsest) transistorist.
- Samale tulemusele jõuame, pöördudes tagasi varasema tõusu avaldise juurde, kus $S = 1/r_e$, r$_e$ aga sõltub kollektorvoolust, olles toatemperatuuril võrdne $r_e = 25/I_c$.

Vaatleme nüüd maandatud emitteriga skeemi lähemalt. Osutub, et emittertakisti ärajätmisele kaasnev suurem võimendustegur toob kaasa rida puudusi, mis tingib tihti täiendavate meetmete (näiteks kogu võimendit haarava negatiivse tagasiside) kasutuselevõttu. Nendeks puudusteks on:

1. Mittelineaarsus. Võimendustegur avaldub

$K(I_c)$

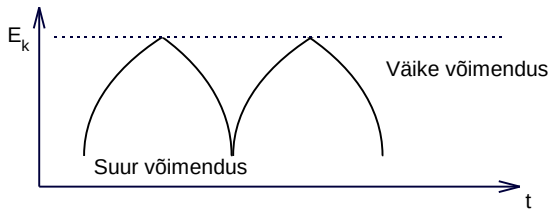
$$K = -SR_c = -R_c/r_e = -R_c I_c\,[mA]/25. \quad I_c = 1\text{ mA korral } K = -400.$$

$I_c = 2mA \Rightarrow K = -800$

$r_e \approx \frac{25}{I_c}$

Siit nähtub, et:

- võimendus sõltub kollektorvoolust,
- kollektorvool aga sõltub omakorda sisendsignaalist.
- Olemegi saanud sisendsignaalist sõltuva võimendusteguri ehk mittelineaarse võimendi sellest tulenevate mittelineaarmoonutustega. See ilmneb seda rohkem, mida suurem on sisendsignaal. nii näiteks kolmnurkse signaali korral sisendis saame väljundis joonisel 3.2.1 toodud signaali.



TS

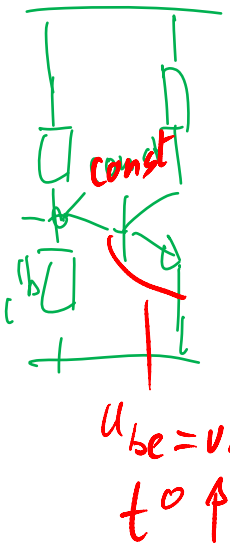
Joon. 3.2.1

Pannes emitterahelasse takisti $R_e >> r_e$, saame moonutusteta võimenduse küllalt suurte signaaliamplituudide korral.

2. Sisendtakistus avaldub ligikaudu $Z_{sis} \approx \beta r_e = 25\beta / I_c\,[mA]$ oomi. Ka siin tuleb arvestada kollektorvoolu muutustega väljundpinge muutuste korral - seega signaali amplituudi muutustega kaasneva sisendtakistuse muutumisega. Signaaliallika sisetakistus ja transistori sisendtakistus moodustavad mittelineaarse pingejaguri.

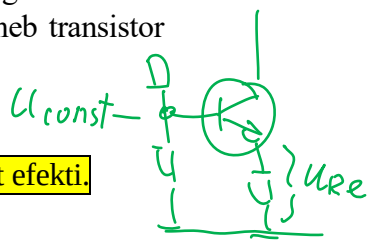
Jällegi parandab olukorda emittertakisti R_e kasutamine.

$Z_{sis} \approx \beta(r_e + R_e)$



3. Eelpinge ja temperatuurisõltuvus. Kasutades siin eelpingestuseks pingejagurit, tekkib tööreziimi otsene sõltuvus temperatuurist kuna:

- Kindlat voolu tagav transistorisisene baasipinge on sõltuv temperatuurist, muutudes -2,1mV/°C (kuna muutub $I_{küll}$).
- **See viib selleni, et kollektorvool kümnekordistub 30°-se temperatuurimuutuse korral.**
- Selline tööpunkti ebastabiilsus viib transistori kas küllastusse või sulgeolukorda.
- Nii näiteks, valides tööpunkti poole kollektori toitepinge peale, läheb transistor küllastusse juba 8°C temperatuuri tõusu korral.



Ka siin annab emittertakisti, ka suhteliselt madalaoomiline, olulist efekti.

Joonise kordus. Lisaks transitorisisesele takistusele r_e lülitatakse sellega järjestikku väline takistus R_e.

$t^o \uparrow \Rightarrow$ sisene $U_{be} \downarrow$ β I_c

Takistus R_e mõjub kui negatiivne tagasiside alalispingerežiimi stabiliseerimiseks kui ka võimendustegurile signaalisagedusel:

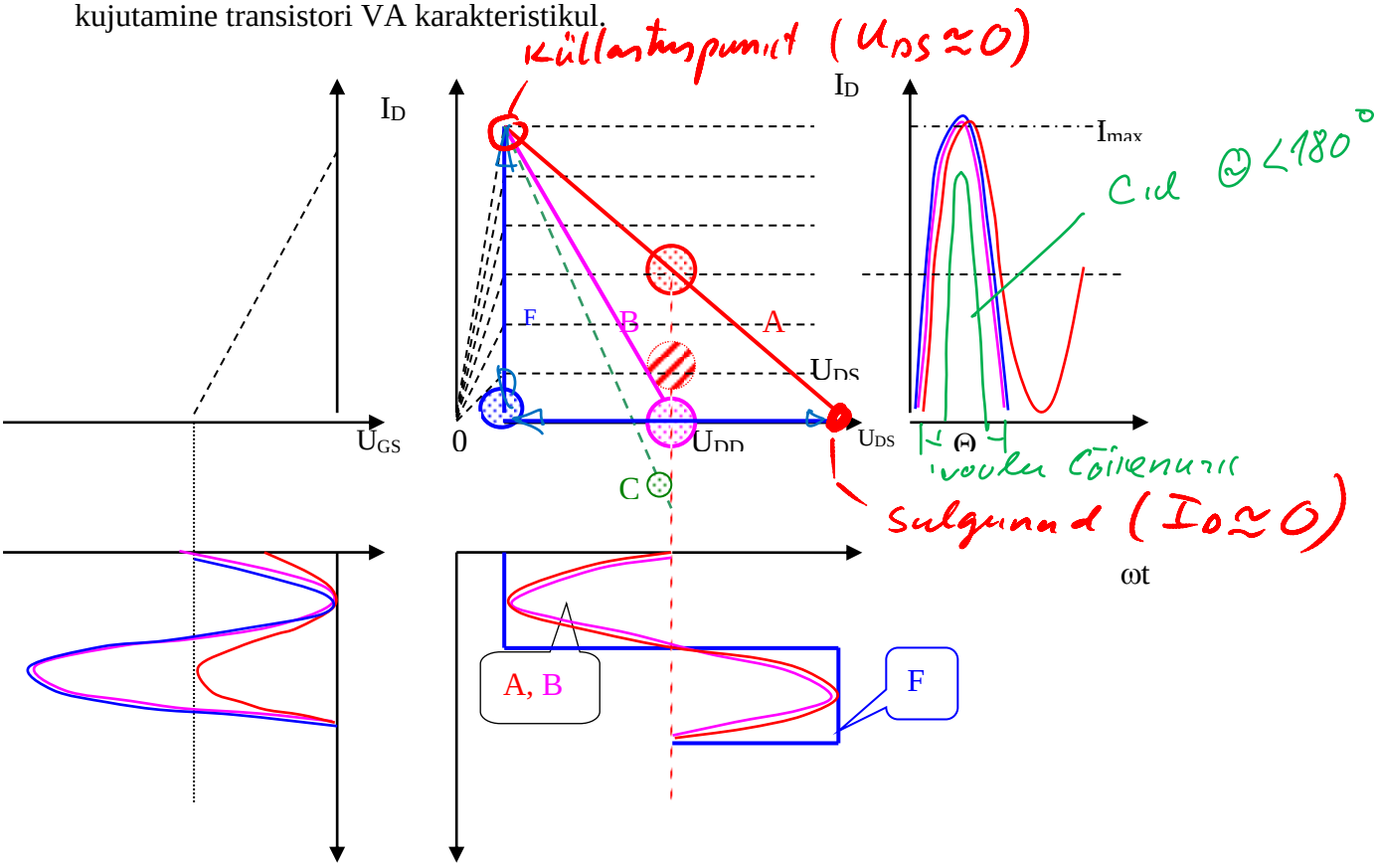
väline $U_{Re} \uparrow$ $U_{be} \downarrow$

Tegelik (väliselt pealeantav) Ube on const – kuid jääb suuremaks kui varemalt madalama temperatuuriga sama voolu taganud transistorisisene Ube

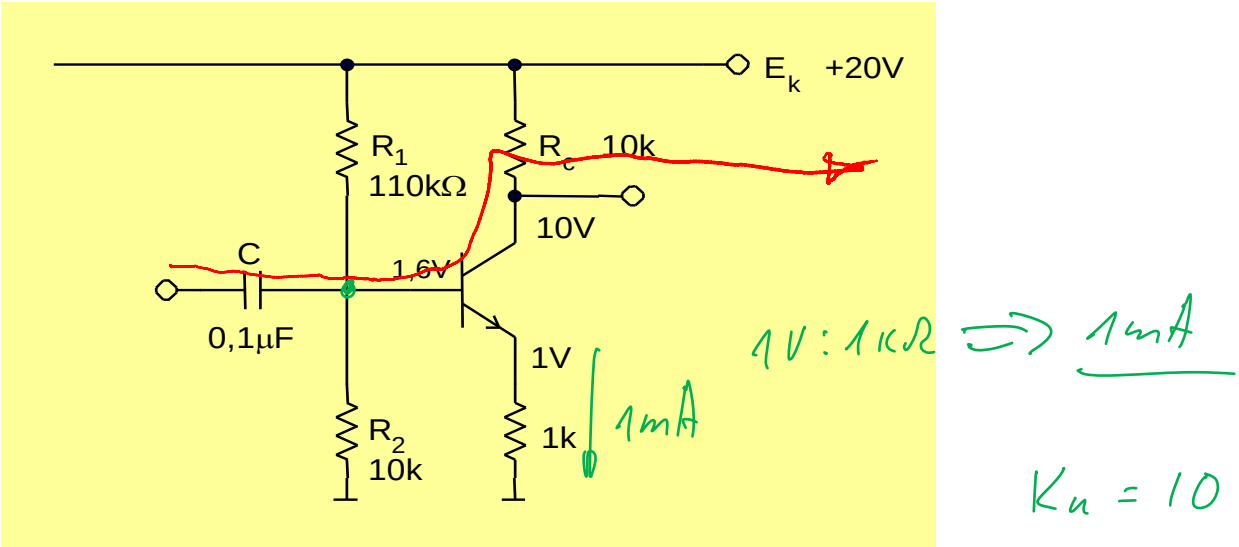
3.2.3 ÜE võimendusastme eelpingestus

3.2.3.1 . Võimendusastmete töörežiimid

Võimendid teatavasti võivad töötada erinevates tööreżiimides. Nii on levinud näiteks A,B, AB, C, F, D, e klassi tööreżiimid. Tööreżiimid sõltuvad transistori eelpingestusest, koormustakistuse suurusest ja iseloomust, toitepingest ja mitmetest muudest parameetritest. Allpool on toodud A,B AB, C ja F klassi tööreżiimide kujutamine transistori VA karakteristikul.



3.2.3.2 . ÜE pingestuse üldised põhimõtted



Slaid 1.pptx

Võtame kokku ÜE võimendi konstrueerimise lähtemomendid (vt ülaltoodud joonis):

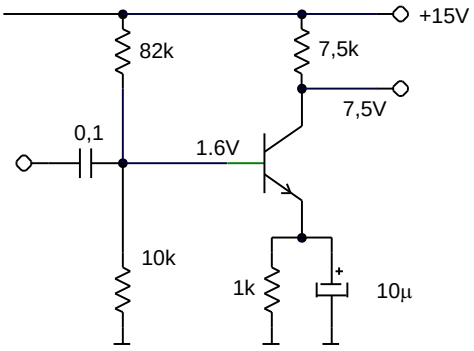
1. Transistoriväline emittertakistus on soovitatav nii võimendi alalispingerežiimi stabiliseerimiseks, moonutuste vähendmiseks, sisendtakistuse suurendamiseks. Valime selle orienteeruvalt nii, et emitteripinge oleks 1V. Andes ette ka transistori emitterivoolu (mis on praktiliselt võrdne ka kollektorivooluga) 1 mA, saame emitteritakistuseks 1 kilooomi[3].
2. Lähtuvalt etteantud võimendustegurist valime kollektortakistuseks 10 kilooomi, toitepingeks 20V, et tagada 1mA juures transistori rahuolukorra tööpunkt pool toitepingest (tagamaks väljundis maksimaalse pinge muutuse ühes ja teises suunas haardeulatusega ca +/- 10V).
3. Selleks, et transitor töötaks oma aktiivosas – peaks ränitranistori korral olema tema baasipinge emitteri suhtes ca +0,6V (npn transitor), seega baasipotentsiaal maa suhtes peaks olema 1,6V. See pinge tagatakse baasi eelpingestava pingejaguriga R_1 ja R_2. Pingejaguri jagamistegurit mõjutab muidugi ka baasivool, mis on vooluvõimendusteguri β korda väiksem kollektorivoolust 1mA. Võttes β=100, saame selleks vooluks 10 µA, mis on antud juhul küllalt väike vool ja mille võiks esimeses lähenduses jätta arvestamata. Seega oleks vajalik pingejaguri ülekanne 1,6/20.

[3] Toodud lähtesuurused on muidugi orienteeruvad ja iga konkreetse võimendi juures kuuluvad täpsustusele sõltuvalt võimendile esitatavatest nõuetest (lubatud moonutused, nõuded sageduskarakteristikule, temperatuuristabiilsusele, sisend- ja väljundtakistusele) ja kasutatava transitori tüübist.

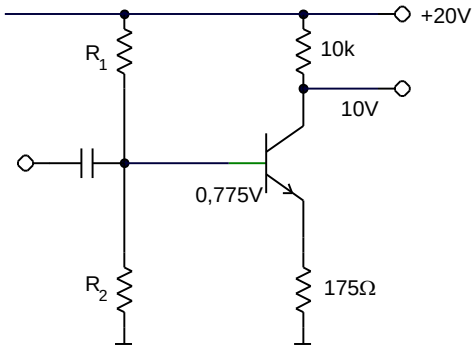
Lahendades võrrandi $\frac{R_2}{R_2+R_1}=\frac{1,6}{20}$ ja võttes suuruseks R_2=10 kilooomi, saame, et R_1=115 kilooomi. Hinnates ka baasivoolu rolli kui ülekannet vähendavat suurust, valime väiksema standardsuuruse 110 kiloomi.

3.2.3.3 . Emittertakistuse sildamine kondensaatoriga.

Stabiilse eelpingestuse saab varemvaadeldud emitterahelasse lülitatava takistiga R_e, tekitades alalisvoolu järgi negatiivse tagasiside. Kui seejuures on oluline suur vahelduvsignaali võimendustegur, lühistatakse see takisti kas täielikult või osaliselt kondensaatoriga (täielikult - joon. 3.2.2).



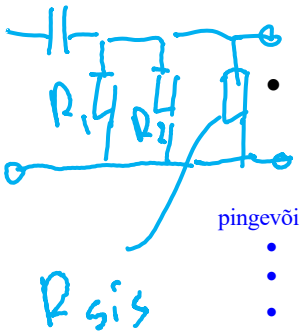
Joon. 3.2.2



Joon. 3.2.3

Eelpinge arvutuste lihtsustuseks valime näiteks:

- Takisti R_e ca 0,1 R_k.
- Šunteeriva kondensaatori mahtuvuse valime sellise, et selle takistus madalaimal töösagedusel oleks palju väiksem võrrelduna transistorisisese emittertakistusega r_e.
- Antud näites on kondensaatori takistus 650 hertzil 25 oomi.
- Eralduskondensaatori valikul astme sisendis tuleb arvestada pingejaguri takistust (10 kΩ) ja sellega paralleelset transistori sisendtakistust, mis antud juhul on ß kordne r_e (vahelduvsignaali suhtes on R_e šunteeritud); antud juhul siis $25\Omega*100=2,5k\Omega$.
- Eralduskondensaatori ja jaguri takistusega moodustub kõrgpääsfilter, mis peaks signaalisagedusel olema ühele lähedasega ülekandega.



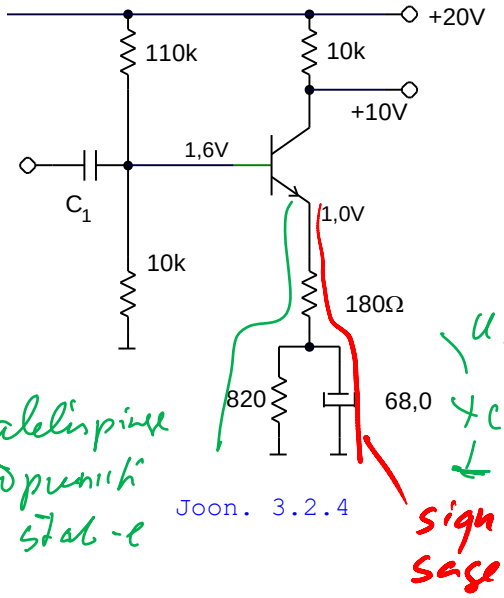
Vaatleme üht projekteerimisnäidet. Olgu vajalik 20Hz kuni 20kHz diapasoonis võimendi pingevõimendusteguriga 50, rahuolukorra vooluga 1 mA toitepinge +20V juures.

- Selle ülesande lahendamisel saame lihtsustatud skeemiks joonisel 3.2.3. toodud variandi.
- Kollektortakisti on valitud kaalutlusest, et rahuolukorras oleks kollektorpinge pool toitepingest.
- Emittertakisti on valitud, lähtudes vajalikust võimendustegurist ja r_e mõjust, $25/I_c$ mA komponendist. Probleem tekib siin aga selles, et emitterpinge on siin vaid 0,175 V, mis tingib selle pinge märgatava ebastabiilsuse. Seda seetõttu, et pinge baas-emitter vahemikus on ligikaudu 0,7V ja sõltub temperatuurist -2,1 mV/^{0}C kohta, baasipinge aga hoitakse konstantsena pingejaguri R_1 R_2 abil. Nii võib veenduda, et 20 kraadine temperatuuritõus suurendab kollektorvoolu 25% võrra.
- Olukorra saab lahendada, lülitades emitterahelasse täiendav, kondensaatoriga sillatud takisti, mis tänu kondensaatorile ei vähenda vahelduvpinge võimendust, küll aga suurendab astme tööpunkti stabiilsust alalispinge järgi (Joon.3.2.4).

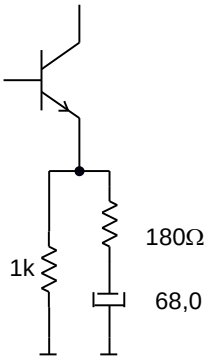
Muud kaalutlused skeemielementide valikuks jäävad samaks:

- mahtuvusega sillatud lisatakisti väärtus valitakse kaalutlusest 0,1 R_k, mis tagab piisava temperatuuristabiilsuse.
- Baasipinge on valitud selline, mis tagab emittervooluks 1 mA (eeldusel, et eelpinge ahela takistus on ca kümnendik baasi alalisvoolu takistusest (siin ca 100 kΩ).
- Emitterahela kondensaatori takistus peab olema palju väiksem kui 180 oomi.

Teine võimalus olukorra lahendamiseks on toodud joonisel 3.2.5.



Joon. 3.2.4



Joon. 3.2.5

3.2.3.4 *Lisatransistori kasutamine*

Toodud võimalus on eriti efektiivne paaristransistoride (loe – samqde parameetritega transistoride) korral, samuti mikroskeemisiseseks kasutuseks tagamaks transistori stabiilse tööreziimi.

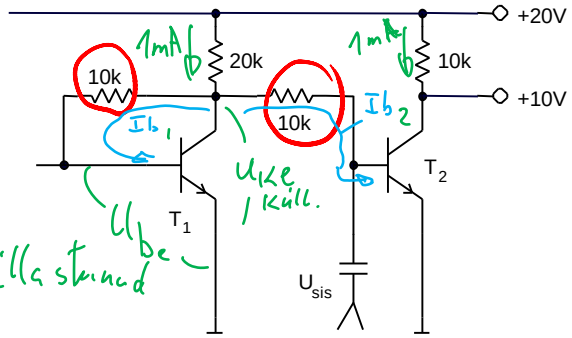
Skeemis (joon. 3.2.6) saadakse eelpinge lisatransistori T_1 abil, mis ühtlasi tagab ka automaatse temperatuurikompensatsiooni.

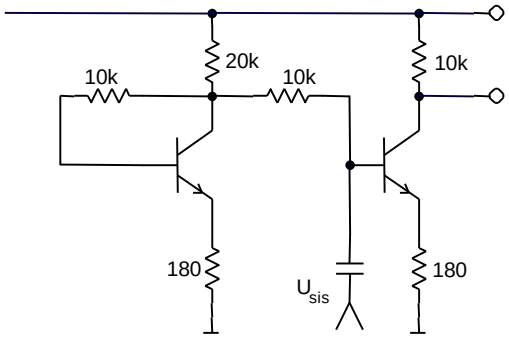
See transistor on küllastuses, kusjuures:

- kollektorvool on näiteks 1 mA,
- kollektori potentsiaal on nullilähedane - täpsemini - maa potentsiaalist baasi-emitterpinge võrra kõrgem.

Kui mõlemad transistorid on valmistatud ühel ja samal alusel (kristallil), siis:

- nende parameetrid on ühesugused ning:
- transistoril T_2 tekib eelpinge, mis tekitab ka temas kollektorvoolu 1 mA (sest eelpinge antakse mõlemile transistorile peale ühesuguste 10 kΩ takistuste kaudu).
- tema kollektorpinge 10 kΩ kollektortakisti korral on 10 volti.
- Seega on tagatud sümmeetriline tööpunkt +/- 10 V signaali läbiminekuks.
- Temperatuuri mõju on antud skeemis tänu transistoride identsusele kompenseeritud.





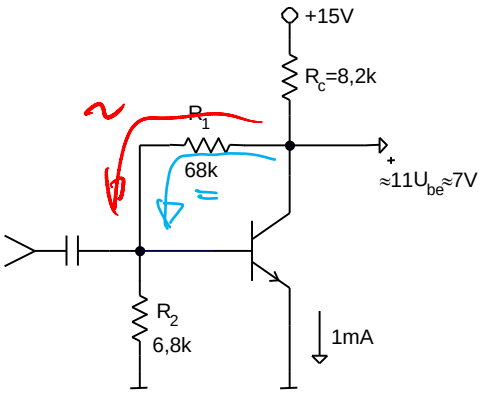
T_1 I_b dagab $I_K = 1mA$ Joon. 3.2.6

T_2 Samc I_b dagab ka $I_K = 1mA$

Sust $I_{b1} = I_{b2}$

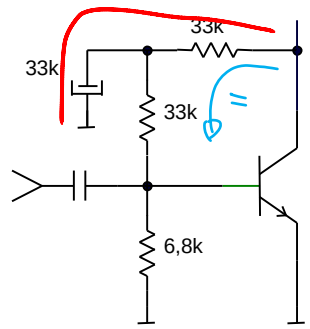
3.2.3.5 *Tagasiside kasutamine alalisvoolu järgi*

Vaatleme joonist 3.2.7.



Joon. 3.2.7

~ TS- sundvoolud



Joon. 3.2.8

Skeemis võetakse eelpinge transistori kollektorilt:

- Baasipinge ületab maa potentsiaali avatud dioodi (B-E siire) pinge võrra.
- Kuna eelpinge võetakse jagurilt ülekandega 10:1 - ga, siis kollektoripinge ületab maa potentsiaali avatud dioodi 11 - kordse pinge võrra, olles seega ca 7 V.
- Toodud skeem vähendab ka transistori küllastusohtu, mis võib ilmneda tavalise pingestuse juures, kui transistori võimendustegur ß juhtub olema väga suur.

Skeemi saab kasutada juhul, kui ei ole nõutav kõrge tööpunkti stabiilsus. Kollektori tööpunkti temperatuuritriiv küunib antud skeemis ca 1 voldini. Suurem tööpunkti stabiilsus saadakse mitme astme haaramisega tagasiside ahelasse, nende variantide poole pöördume veidi hiljem.

Siintoodud tagasiside vähendab astme sisend- ja väljundtakistust. Sisendsignaali suhtes takistus R_1 mõjub väiksemana oma tegelikust väärtusest:

- See on tingitud astme pingevõimendusest ning võimendatud signaali tagasikandumisest sisendisse üle takisti R_1.
- Selle vältimiseks kasutatakse lahtisidestust tagasisidest vahelduvvoolu (signaalisageduse) järgi (joon. 3.2.8).
- Võib ka suurendada eelpingetakistit, kuid siis hakkab eelpingele baasivool suuremat mõju avaldama.

Märkusi ÜE skeemi võimenduse kohta.

Esialgu võib tunduda, et pingevõimendustegurit saab suurendada kollektorvoolu tõstmisega, kuna transistori sisemine emittertakistus r_e väheneb voolu kasvades. Tegelikult tuleb aga siis suurema kollektorvoolu tagamiseks vähendada kollektortakistust, mis viib võimenduse vähenemiseni. Nii kujuneb välja olukord, et kui rahuolukorra kollektorpinge on pool toitepingest U_{toide}, saame võimendusteguri avalduseks järgmise "rusikavalemi":

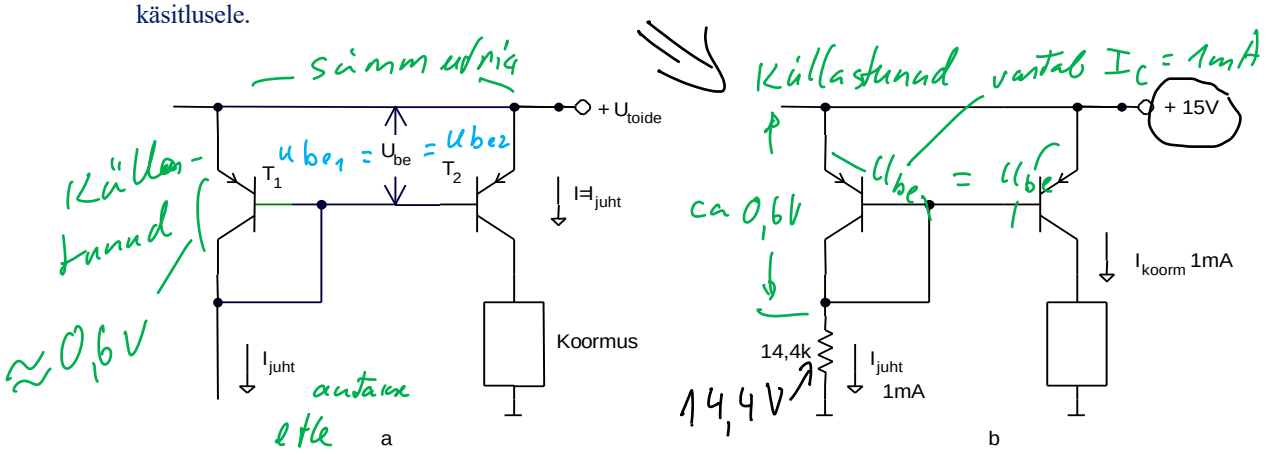
$$K = 20U_{toide}$$

- ja seda praktiliselt sõltumatuna rahuolukorra kollektorvoolust.

Erandi moodustab olukord, kus kollektorkoormuseks kasutatakse aktiivset koormust - näiteks transistori voolugeneraatori lülituses. Siis saadakse suur võimendustegur tänu voolugeneraatori suurele dünaamilisele sisetakistusele ja väikesele alalispingelangule.

3.2.4 Voolupeegel

Ülalvaadeldud eelpingestusskeemilt lisatransistoriga saab üle minna nn voolupeegli (joon. 3.2.9 a) käsitlusele.



Joon. 3.2.9

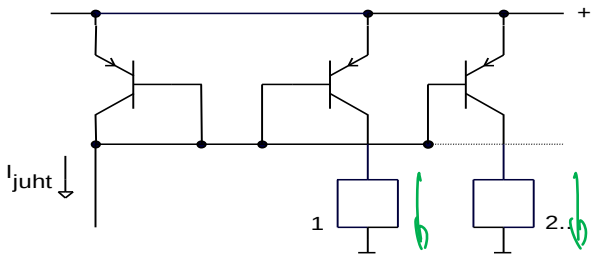
Voolupeegli töö on ette antud transistori T_1 kollektorvooluga:

- Selle transistori baasi-emitterpinge seadistub ise vastavalt etteantud voolule, keskkonna temperatuurile, transistori tüübile.
- Selle tulemusena on ette antud ka transistoriga T_1 sobitatud transistori T_2 tööreziim, andes tänu samale pingele U_{be} koormusele samasuguse voolu, milline oli antud transistorile T_1.
- Väikesed baasivoolud võime jätta siin arvestamata.
- Kuna skeemis puudub emittertakisti, saame paremini ära kasutada kogu toitepinge ulatuse.
- Tihti on ka kasulik anda ette vool voolu kaudu.

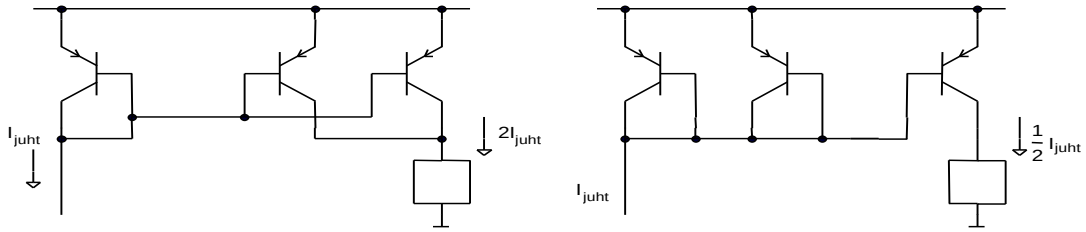
Lihtsaim viis voolu etteandmiseks on takistuse abil (vt joon. 3.2.9 b):

- Kuna transistori siire kujutab endast dioodi, mille päripingelang on toitepingega võrreldes väga väike, saame, et takistus 14,4 kilooomi annab juhtvoolu, seega ka väljundvoolu tugevusega 1 mA.

Voolupeegleid kasutatakse tihti seal, kus on transistorskeemis vajalik vooluallikas. Laialt on nad levinud mikroskeemides, kuna seal on kasutada palju transistore ja kuna soovitakse saada skeemi laia töötemperatuuri intervalliga. Vooluallika parandamiseks (tagamaks väiksemat Earley efektist tingitud kollektorvoolu sõltuvust kollektorpingest) võib mõlemi transistori emitterahelatesse lülitada emittertakistid või kasutada kõrgema efektiivsusega skeemilisi lahendusi, väljatransistore. Meie vaatleme siin veel näiteid, kus kasutatakse mitmeväljundilisi skeeme (joon.3.2.10). Siin antakse etteantud vool edasi mitmele koormusele. Vastavalt skeemile või transistoride emittersiirete pindaladele on võimalik saada erinevaid voolupeegeldustegureid koormustes (joon. 3.2.11)



Joon. 3.2.10



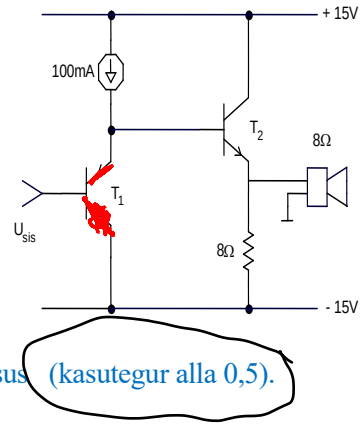
Joon. 3.2.11

3.3 Võimendusastmete eritüübid.

3.3.1 Kahetaktilised skeemid

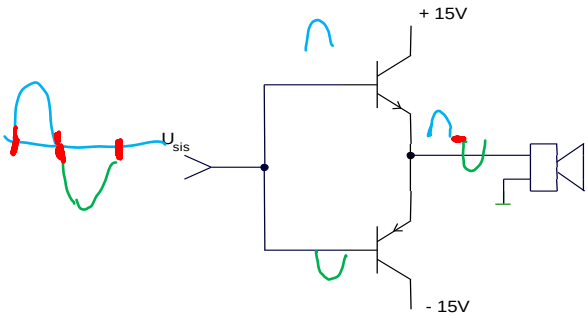
Tavaline ühetransistoriline võimendi peab sümmeetrilise signaali võimendamiseks töötama A klassi reziimis - st kollektori (ÜK) või emitteri (ÜE) rahuolukorra tööpunkt valitakse poole toitepinge peale (st - transistorile langeb pool toitepingest) Nii saavutatakse maksimaalse amplituudiga moonutamata väljundpinge.

Näide: Ühetaktiline emitterkordaja (joon. 3.3.1)[4].

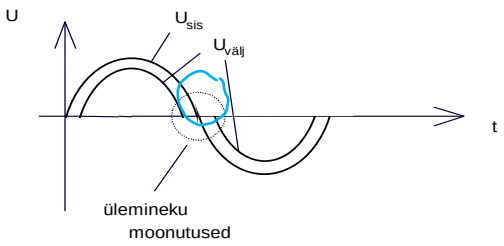


1. Annab 10 vatise võimsuse 8 oomilisele koormusele
2. Selle võimendi väljundsignaal võib muutuda +/- 15 V (tippväärtus), andes koormusele 8 oomi 9V efektiivvärtust.
4. Signaali puudumisel langeb transistorile 55 vatti kaovõimsust,
5. Emittertakistile langeb 110 W.
6. A- klassi võimenditele ongi omane asjaolu, et lõpptransistorile langeb rahuolukorras tunduvalt suurem võimsus kui saadav võimalik maksimaalne võimsus (kasutegur alla 0,5).

Joonisel 3.3.2 on näidatud elementaarne vastastaktvõimendi eri



Joon. 3.3.1



Joon. 3.3.2

[4] Kordaja transistoril T_1 on sisendsignaali võimsuse vähendamiseks ja T_2 eelpinge kompenseerimiseks selliselt, et 0 volti sisendis annaks 0 volti ka väljundis. Kasutatav vooluallikas on piisava lõpptransistori tüürvoolu tagamiseks signaali tippväärtuse korral; vastav emitterahela takisti peaks olema väga madalaoomiline (alla 50 oomi), T_1 rahuolukorra vool kujuneks aga liiga suureks

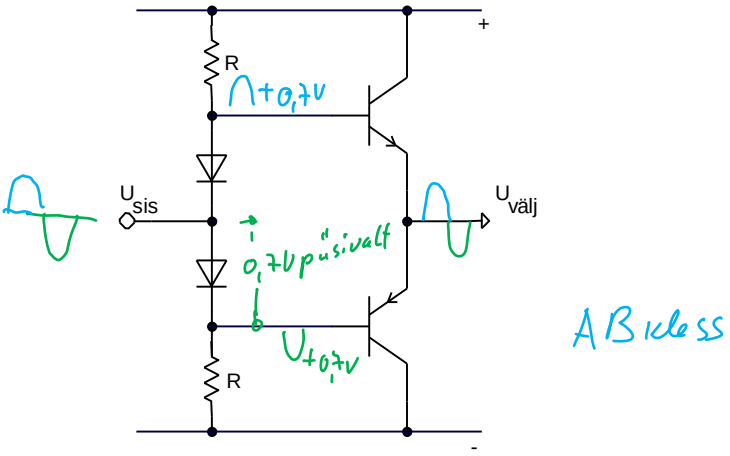
juhtivustega transistoridel. Toodud skeemis avaneb positiivse signaali korral ülemine transistor, negatiivse signaali korral - alumine.

Kahetaktilises skeemis:

Sisendsignaali puudumisel kollektorvoolu pole ja võimsust ei haju.
10 vatise väljundvõimsuse korral hajub võimsust mõlemis transistoris vähem kui 10W.

3.3.1.1 Moonutuste ärastamine kahetaktilistes skeemides

Moonutused ilmnevad signaali nullnivoo piirkonnas (joon. 3.3.3). Seal on olukord, kus üks transistor on juba sulgunud, kuid teine pole jõudnud veel avaneda. Sellises olukorras on väljundsignaal null; mujal väljundsignaal järgib sisendsignaali 0,6 voldise erinevusega.
Selle vältimiseks antakse transistoridele väike avav eelpinge. Tavaliselt tehakse seda dioodidega (joon. 3.3.4); Seega nullist läbimise momendil vahetub juhtiv transistor (sõltuvalt muutuse märgist T_2 asemel T_1 või vastupidi).



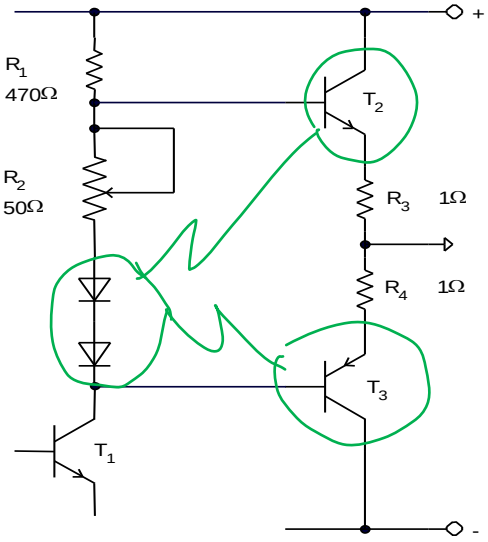
Joon. 3.3.3

Seega on alati üks transistoridest avatud. Takisti R peab tagama ka vajaliku transistori baasivoolu signaali tippväärtuste korral.

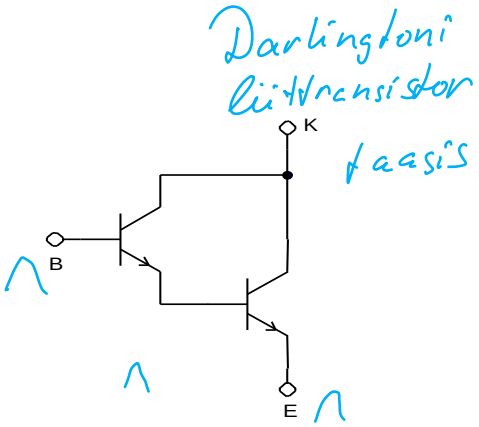
Nii näiteks, kui toitepingeks on +/- 20 V, koormuseks on 8 oomi, vajalik võimsus 10 vatti sinusoidaalse pinge korral- saame baasipinge tippväärtuseks 13,5 V, koormuse tippvooluks 1,6 A. Oletades transistoride võimendusteguriks ß=50, saame 32 mA baasivoolu tagamisekstakistuste suurusteks 220 oomi (signaali tippväärtuse korral baasivool määratakse pingega 6,5 V, saaduna 13,5 V ja toitepinge vahena).

3.3.1.2 Kahetaktiliste skeemide temperatuuristabiilsus

Ülaltoodud (B klassi) võimendil on tõsine oht temperatuurseks ebastabiilsuseks. Väljundtransistoride soojenemisega baasi-emitterpinge hakkab vähenema, kollektori rahuolukorra vool aga -kasvama. Sellest tingituna eraldub täiendav soojus süvendab olukorda ning suureneb tõenäosus temperatuuri kontrollimatu positiivse tagasiside tekkeks. See tõenäosus sõltub reast asjaoludest - radiaatorite pindalalast, kas dioodide temperatuur langeb kokku transistoride temperatuuriga jm). Seetõttu on vajalik tagada temperatuurikontroll skeemi üle, mille juures dioodid ja lõpptransistorid asetatakse ühisele radiaatorile (termiline kontakt)
Vaatleme skeemi joonisel 3.3.5. Siintoodud näites võetakse



Joon. 3.3.4



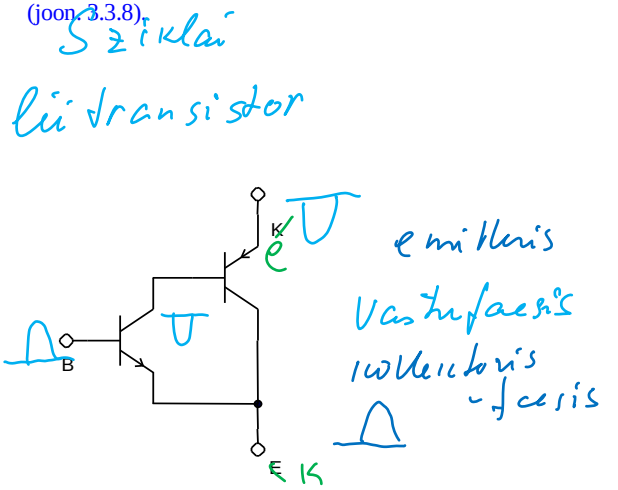
Joon. 3.3.5

väljundsignaal T_1 kollektorist. Kollektorahela takistus täidab kahte ülesannet - on transistori kollektorkoormuseks ja formeerib voolu dioodi ja nihketakisti eelpingestuseks. Takistid R_3 ja R_4 on tavaliselt mõneoomilised ja nende ülesandeks on eelpinge tagamise hõlbustamine kriitilises rahuolukorras. Väljundtransistoride baasidevaheline pinge peab olema mõnevõrra suurem kui dioodi kahekordne pingelang. Täiendavat pingelangu on võimalik reguleerida eelpinge seadetakistiga R_2. Viimane asendatakse tihti veel ühe dioodiga. Pingelang takistitel R_3, R_4 on tavaliselt kümnendosad voldist, tänu sellele baasi-emitterpinge temperatuurist tingitud muutused ei vii kiiretele voolukasvudele ja skeemi töö on stabiilne (mida suuremad need pingelangud on, seda stabiilsem on skeem). Need takistid pehmendavad eelpinge reziimi väljundtransistoridel - suurema eelpinge korral osa eelpingest langeb neile takisteile. Stabiilsus on veel suurem, kui dioodidel on väljundtransistoridega temperatuurikontakt (asetsevad ühel radiaatoril).
Tuletagem meelde, et baasi-emitterpinge väheneb ca 2,1 mV iga kraadi temperatuuritõusu korral, kollektorvool aga suureneb 10 korda iga 60 mV baasi-emitterpinge vähenemise korral.
Vaatleme halvimat olukorda, kus dioodid ei oma temperatuurikontakti lõpptransistoridega. Temperatuurimuutuse võtame võrdseks 30 kraadiga. Püsiva voolu korral baasiahelas viib see temperatuurimuutus 63 mV baasi-emitterpinge muutuseni ja takistitel R_3 ja R_4 20% pingete kasvuni (ca 20% suureneb rahuolukorra vool). Emittertakistiteta võimendis suureneks antud situatsioonis rahuolukorra vool 10 korda (tuletagem jälle meelde, et I_c suureneb 10 korda 60 mV baasi-emitterpinge vähenemise korral).
Antud skeemi eeliseks on ka asjaolu. et rahuolukorravoolu reguleerimine seadetakistiga võimaldab reguleerida ka signaalimoonutusi signaali nullnivoo piirkonnas.

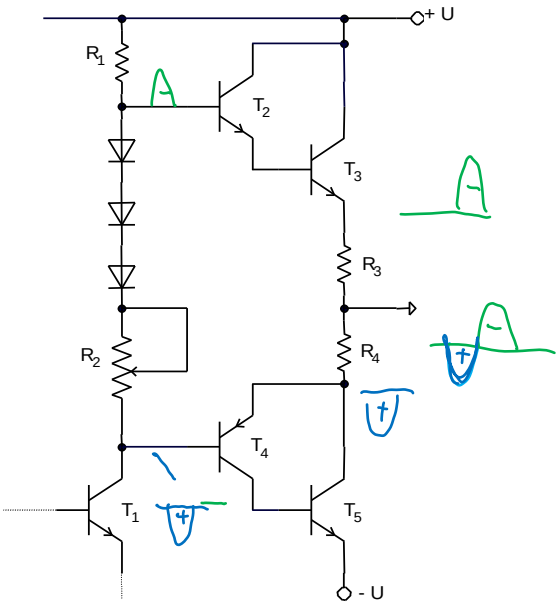
3.3.2 Liitransistor (Darlingtoni ja Sziklai skeemid)

Skeemis (joon. 3.3.6) töötavad transistorid kui üks transistor, mille vooluvõimendustegur ß on võrdne mõlemi transistoride vooluvõimendustegurite korrutisega. Selline skeem leiab kasutust suurte väljundvoolude korral - näiteks toitestabilisaatorites. Suure vooluvõimennduse tõttu on sellel skeemil kalduvus kergesti küllastuda; selle vältimiseks täiendatakse skeemi teise transistori baasi ja emitteri vahele lülitatud takistusega. Oluline on, et transistori lekkevoolud (nanoamprid väikesevõimsuselistel transistoridel ja sajad mikroamprid suuremavõimsuselistel) ei põhjustaks takistil dioodi päripingest suuremat pingelangu. Nii on selle takisti suuruseks kilooomidest kuni sadade oomideni. Tööstuses toodetakse ka valmis Darlingtoni skeeme - näiteks 2N6285, mille vooluvõimendustegur on 10A väljundvoolu korral 4000.

Sarrnane Darlingtoni skeemile on Sziklai skeem (joon. 3.3.7), mis töötab antud lülituses kui suure vooluvõimendusteguriga npn transistor. Ka siin soovitatakse lülitada lõpptransistori baasi-emitteri vahele takisti. Seda skeemi kasutatakse tihti helisagedusvõimendite lõppastmetes, saades nii skeemi samajuhtivustega lõpptransistoridega (joon. 3.3.8).



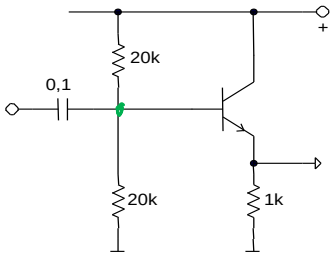
Joon. 3.3.6

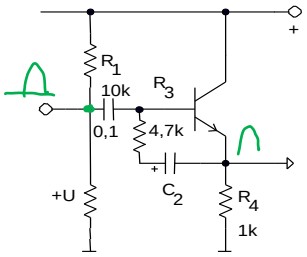


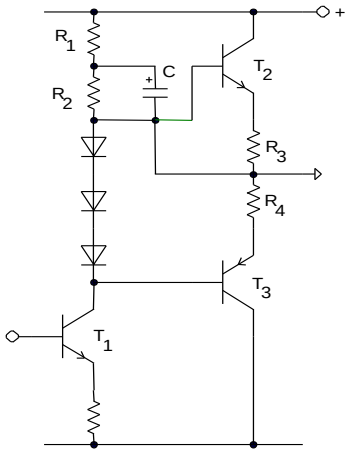
Joon. 3.3.7

3.3.3 Jälgiv sidestus

Transistorile eelpinge andmiseks valitakse vastava pingejaguri takistid selliselt, et pingejaguri pinge oleks jäik ja ei sõltuks transistori baasivoolust - st paralleelselt võetuna nende takistite takistus on tunduvalt väiksem kui transistori sisendtakistus. Sellisel korral aga astme sisendtakistus on määratud pingejaguri takistusega (vahelduvsignaali suhtes jaguri takistite paralleellülituses) - ja astme sisendtakistus on seega väiksem kui oleks olnud võimalik saavutada ainult transistori sisendtakistusega. Vastav näide on toodud joonisel 3.3.9. Emitterkordaja sisendtakistus tervikuna on ca 9 kilooomi, sellest pingejagurile langeb 10 kilooomi, seega sisentakistus emitterkordaja kohta ebaratsionaalselt väike. Sisendtakistust võimaldab tõsta nn jälgiv sidestus (joon. 3.3.10). EElpinge annavad transistorile takistid R_1, R_2 ja R_3. Kondensaatori C_2 takistus peab olema signaalisagedustel palju väiksem kui eelpingetakistite takistused. Alalispinge reziimi suhtes pole oluliselt midagi







$$i = (U_{sis} - U_e)/R_e \approx 0$$

Joon. 3.3.8

Joon. 3.3.9

muutunud. Nagu ennegi, tagamaks piisavat stabiilsust, on pingejaguri takistus baasi suhtes madalaoomiline (ca 9,7 kilooomi) võrreldes baasi takistusega (ca 100 kilooomi). Signaalisagedusel aga astme sisendtakistus ei võrdu takistusega alalisvoolu suhtes. Vahelduv sisendsignaal tekitab emitteril pea samasuure vahelduvsignaali -

Üle takisti R_3 voolava voolu juurdekasv $i = (U_{sis} - U_e)/R_e \approx 0$

ja nii saame, et sisendtakistus $Z_{sis} = U_{sis}/i_{sis} \approx \infty$.

Täpsemaks analüüsiks tuleks seostesse asetada tegelik baasi ja emitterpingete vahekord ja saame tulemuseks muidugi lõpliku takistuse. Kuid nii või teisiti - astme sisendtakistus vahelduvsignaalile kujuneb väga kõrgeks. Sisuliselt saame pinge muutused takisti mõlemis otstes peaaegu ühesugused - mis tähendabki väikest voolu läbi takisti ja seega kõrget sisendtakistust.
Jälgivsüsteemi põhimõtet võib kasutada ka mujal, näiteks kollektorkoormustakistuse suurendamiseks - seega transistorastme võimendusteguri suurendamiseks (joon. 3.3.11). Kondensaator C annab esimese transistori kollektorahelasse väljundist samas faasis pinge. Selle tõttu on takisti R_2 vaadeldav kui vooluallikas, transistori võimendustegur suureneb dünaamilise koormuse suurenemise tõttu.

3.3.4 Diferentsiaalvõimendid

Tegemist on kahe sisendiga võimendiga, kus:

- võimendatakse sisendpingete vahet (erinevust)- diferentsiaalset e sümmeetrilist e. vastasfaasis signaali.
- Kui pinge sisenditel muutub üheaegselt ühepalju ja ühes suunas (muutub samas faasiga), siis seda pingemuutust ideaalne diferentsiaalvõimendi üle ei kanna.
- Sellist sisendi pingemuutust nimetatakse sünfaasseks signaaliks. Taoline signaal indutseeritakse sisendis näiteks elektrivõrgu poolt pikkade sisendjuhtmete korral.

Mida rohkem sünfaasset signaali maha surutakse, seda parem on diferentsiaalvõimendi sünfaasse signaali (häire) mahasurumise tegur (SSMT).

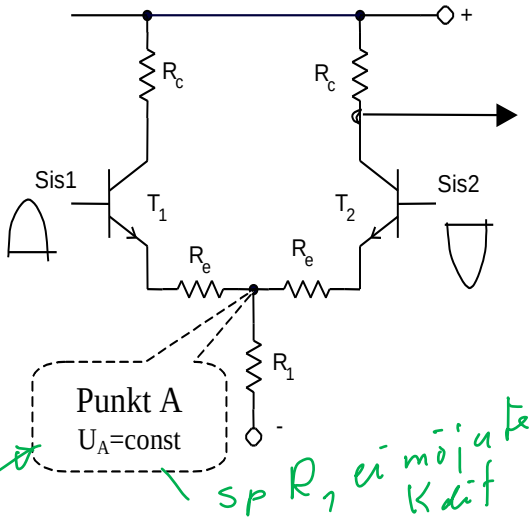
Viimane määratakse võimendi väljundis kui diferentsiaalse (kasuliku, tihti vastasfaasis muutuva) signaali suhe sünfaasesse (faasis muutuva) signaali. mõlemite võrdsete amplituudide korral sisendis.

Tavaliselt määratakse SSMT detsibellides.

Vajadus selliste võimendite järele tekib näiteks impulss-signaalide edastamisel üle pikkade liinide, raadiosignaalide edastusel sümmeetrilise liiniga, nõrkade signaalide mõõtmise korral - näiteks elektrokardiogrammide registreerimisel (viimasel juhul toimub mõõtmine tavaliselt mitu suurusjärku kõrgema võrgufooni taustal). Diferantsiaalvõimendi on aluseks nn operatsioonvõimendite juures.

Vaatleme diferentsiaalvõimendi klassikalist transistorvarianti[5] (joon. 3.3.12). Väljundsignaal võetakse siin ühe transistori kollektorist.

Vt Carr lk 301



Sümmeetrilise (dif) signaali juht

Joon. 3.3.10

Arvutame selle astme võimendusteguri. Tähistame sümmeetrilise sisendsignaali[6] U_{sis}. Seega suureneb siis näiteks sisendi 1 pinge sisendi 2 suhtes U_{sis} võrra. Niikaua kuni säilub transistoride aktiivreziim (eeldame siin väikeste signaalide reziimi), on potentsiaal punktis A fikseeritud (sümmeetrilise signaali korral - niipalju kui ühe transistori vool väheneb, teise transistori vool suureneb, vool läbi takistuse R_1 ei muutu). *Võimendustegur määratakse jällegi kollektor- ja emittertakistuste suhtega*, eeldades, et sisendsignaal on antud ükskõik kumba transistori baas-emittervahemikku kahekordsena. Saame

$$K_{dif} = R_c / 2(r_e + R_e).$$

Takistus R_e on tavaliselt alla 100 oomi, tihti puududes üldse. Seega võimendatakse diferentsiaalpinget mitusada korda.

Avaldame nüüd võimendusteguri sümmeetrilise signaali suhtes. Arvestades, et läbi emittertakistuse R_1 voolavad mõlemi transistori emittervoolud, saame

$$K_{sünf} = -R_c / (2R_1 + R_e + r_e) \approx -R_c / 2R_1 .$$

Siin ei ole arvestatud väikest transistorisisest takistust r_e, kuna R_1 on tavaliselt suhteliselt suur (mõned kilooomid). Tegelikult ei pruugiks arvestada ka takistust R_e.

Seega sümmeetrilise signaali mahasurumisteguriks tuleb

---

[5] Seadet võib nimetada ka sümmeetrilise signaali muundajaks ebasümmeetriliseks, samuti ühepolaarse väljundsignaaliga võimendiks või vahevõimendiks. Väljundis saadavat ebasümmeetrilist signaali on mugav edasi töödelda juba meile tuttavate skeemidega - kordajate, võimenditega jms. Kui edasiseks töötluseks on vajalik sümmeetriline signaal, siis võetakse see mõlema transistori kollektoritelt.

[6] Sümmeetrilise signaali all mõistetakse signaali,mille pinge maa ehk null-potentsiaali suhtes on sümmeetriline (näiteks kord+, siis samapalju- potentsiaaliga maa suhtes). Ebasümmeetriline on signaal (signaalipinge), mille üks potentsiaal on maaga võrdne (pinge maa suhtes). Eraldi mõisted on sünfaasne ja diferentsiaalne signal; tavaliselt sümmeetriline on diferentsiaalne, ebasümmeetriline aga sünfaasne signaal.

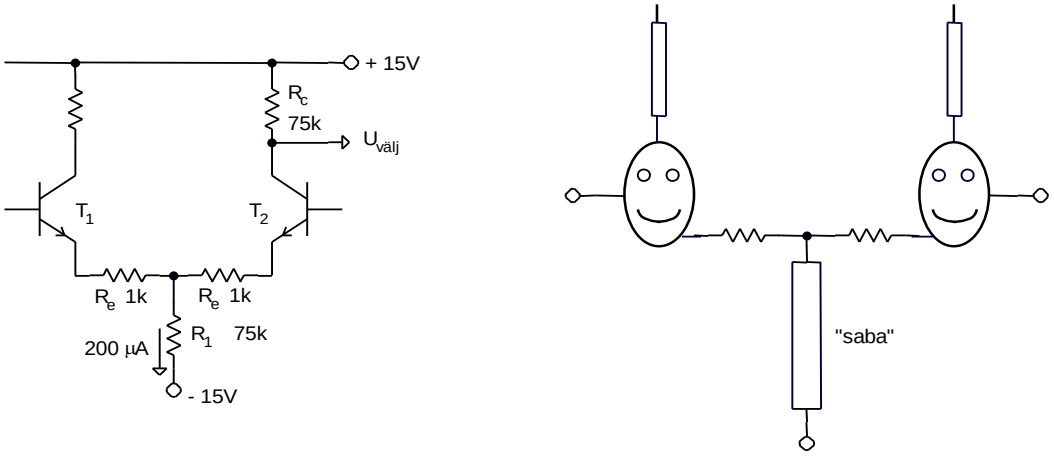
$$SSMT \cong R_1 \Big/ \left(r_e + R_e\right).$$

dif / ksüm

Vaatleme tüüpilisi diferantsiaalvõimendi parameetreid (joon. 3.3.13). Kollektortakisti R_c takistus valitakse nii, et transistori kollektorvool rahuolukorras oleks 100 mikroamprit. Maksimaalse dünaamilise diapasooni saavutamiseks valitakse kollektorpingeks pool toitepinget. Transistoris T1 kollektortakisti puudub, kuna väljunsignaal võetakse teise transistori kollektorilt. Takisti R_1 valitakse kaalutlusest, et emittervoolude koguväärtus oleks 200 mikroamprit ja jaguneks nullise diferentsiaal-sisendsignaali korral võrdselt mõlemi transistori vahel. Selle võimendi võimendustegur diferemtsiaalse signaali suhtes on 30, sünfaasse signaali suhtes 0,5. Võimenduse suurendamiseks võib takistid R_e ära jätta, saades võimendusteguriks 150, kuid sisendtakistus langeb siis 250 kilooomilt 50 kilooomini. Kui on vajadus kõrgeoomilise sisendi järele, kasutatakse skeemi Darlingtoni lülituses transistoridega. Nii saavutatakse sisendtakistuse suurusjärguks megaoomid.
Tuletagem meelde, et poole toitepingega kollektorpinge korral astme pingevõimendustegur võrdus

$$K = 20U_{toide},$$

kus U_{toide} on voltides. Diferentsiaalvõimendis on maksimaalne diferentsiaalvõimendus kaks korda väiksem ($R_e = 0$ korral), olles seega arvuliselt võrdne kollektorpingega või pingelanguga kollektortakistil. seega sümmeetrilise signaali mahasurumistegur on arvuliselt võrdne 20 kordse pingelanguga takistil R_1. Raamatu Skeemitehnika kunst autorid Horowitz ja Hill pakuvad välja diferentsiaalvõimendi omaduste illustratsiooni järgneval kujul (joon. 3.3.14). Selle järgi on võimendi vaadeldav "pikasabalise paarina", kus takisti pikkus väljendab takistuse suurust.

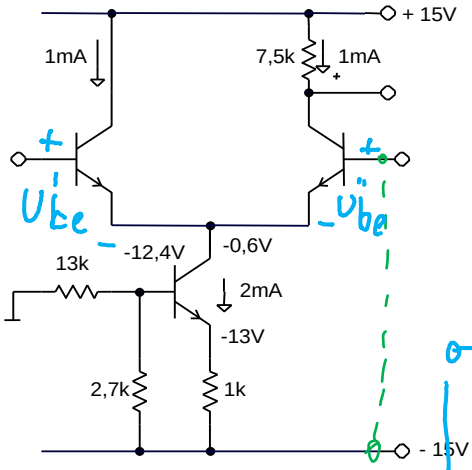


Joon. 3.3.11

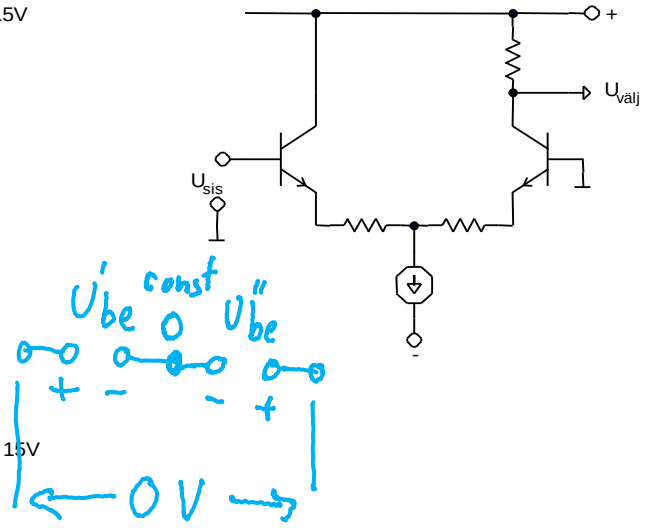
Saba pikkus määrab sünfaasse signaaali mahasurumisteguri (SSMT), väikesed emitteritevahelised takistid aga võimendi võimendusteguri diferentsiaalse signaali suhtes. Niisiis - mida suurem on "saba" takistus, seda suurem on SSMT.

3.3.4.1 Vooluallikas diferentsiaalskeemis

Loogiliseks diferentsiaalskeemi edasiarenduseks on vooluallika kasutamine selleks, et suurendada dünaamilist takistust. Asendades takisti R_1 vooluallikaga, saame tunduvalt kõrgema sümmeetrilise signaali mahasurumisteguri (joon. 3.3.15), ideaalse vooluallika



Joon. 3.3.12



Joon. 3.3.13

korral oleks sümmeetrilise signaali võimendustegur null (siin oleks sobiv endamisi arutleda, miks). Toodud näites, kus kasutatakse transistorpaari LM 394 ja vooluallikat 2N5963, saadakse $SSMT = 100\,000$, mis teeb 100 dB. Sisendsignaali diapasoon on piiratud -12V ja +7V nivoodega, milledest alumine piir on määratud voolugeneraatori tööpingega, ülemine aga pingega kollektorvoolu rahuolukorras. Skeemis tuleb muidugi tagada baaside eelpingestus alalisvoolu järgi, mis lihtsamal juhul tähendab baaside ühendamist maaga üle baasitakistite.

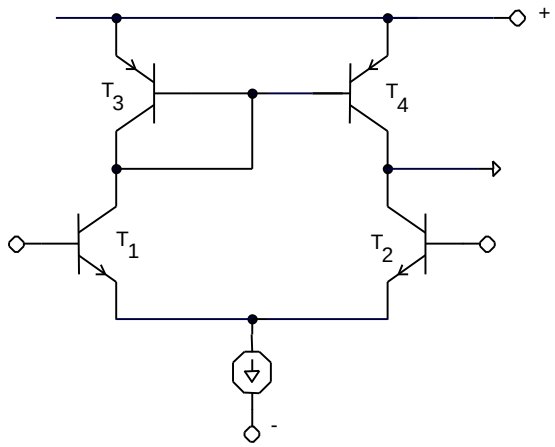
3.3.4.2 Diferentsiaalvõimendi ebasümmeetrilise sisendiga

Diferentsiaalvõimendi võib edukalt töötada ka ebasümmeetrilise sisendsignaali võimendina. Selleks tuleks tema üks sisend maandada, teise aga anda sisendsignaal maa suhtes (vt näiteks joon. 3.3.13 skeemi, kui seal üks sisend maandada).
Transistoride paar kompenseerib temperatuuri mõju eelpingetele, tagab skeemi tasakaalu. See tähenab, et baasipinge muutus ei võimendata üles diferentsiaalpinge kohta kehtiva võimendusteguriga K_{dif}, vaid võimendatakse teguriga $K_{sünf}$, millise võib viia peaaegu nulliks. Ka ei pruugi arvestada sisendis 0,6 voldise baasi emitterpinge nihkega nagu tavalistes ebasümmeetriliste skeemide sisendites. Sisuliselt sellise alalisvooluvõimendi kvaliteet sõltub transistoride paari ühtlusastmest. Nii näiteks sobitatud transistoride paari MAT-01 baasi-emitterpinge triiv on 0,15 mikrovolti/kraad Celsiusele või ajalise parameetrina 0,2 mikrovolti ühe kuu vältel.
Sõltuvalt sellest, milline sisend on võimendil maandatud, saame kas signaali inverteeriva või mitteinverteeriva võimendi; käesoleval joonisel on maandatud inverteeriv sisend. Seega saame mitteinverteeriva võimendi - väljundsignaal on samas faasis sisendsignaaliga.

3.3.4.3 Voolupeegli kasutamine võimendusteguri tõstmiseks

Kasutades diferentsiaalvõimendi koormusena voolupeeglit, saame tunduvalt kõrgema dünaamilise koormustakistuse - seega ka tunduvalt suurema võimendusteguri (joon. 3.3.17).

Joon. 3.3.14



Transistorid T_1 ja T_2 moodustavad koos emitterahela voolugeneraatoriga diferentsiaalpaari. Transistorid T_1 j T_2 aga moodustavad voolupeeglitena kollektorahelate koormused. Nii on võimalik saada võimendustegureid üle 5000 (koormuseta olukorras).

3.3.4.4 Diferentsiaalvõimendi vastasfaasis väljundsignaalidega

Võttes väljundsignaalid mõlemi transistori kollektoritelt, saame võrdsete amplituudidega, kuid vastasfaasis signaalid. Sellist võimalust kasutatakse näiteks mitmeastmelistes diferentsiaalvõimendites tagamaks suuremat diferentsiaalset võimendustegurit ja suuremat SSMT - it.

3.3.4.5 Diferentsiaalvõimendi komparaatorina

Komparaator on seade, mis võrdleb sisendsignaale omavahel - näiteks võrreldakse ühe sisendi signaali teise sisendi nn lävepinge suhtes. Komparaatorid leiavad laialdast kasutust erinevates automaatlülitustes - näiteks valgustuse sisselülituseks, termostaadi temperatuurikontrolliks[7]. Komparaatorid töötavad tavaliselt digitaalse väljundsignaaliga reziimis - vastavalt sisendsignaali nivoole on lõpptransistor kas küllastuses või sulgunud.

3.4 Milleri (Mülleri) efekt

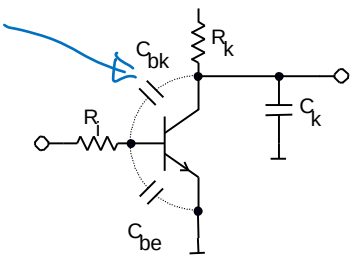
Teatavasti piirab mahtuvus skeemis pinge muutuse kiirust, kuna on olemas lõplikud skeemielementide takistused ja neid läbivad voolud. Kui laetakse ümber mahtuvust lõpliku takistusega signaaliallikast, siis tema laeng muutub eksponentsiaalse seaduspärasuse järgi, ajakonstandiga RC. Kui aga mahtuvust laetakse ideaalsest vooluallikast, saadakse kondensaatorilt võetav signaal muutub lineaarse seaduspärasuse järgi. Skeemi töö kiirendamise üldiseks soovituseks on signaaliallika takistuse ja koormuse mahtuvuse vähendamine ning tüürvoolu suurendamine. Siin ilmnevad teatud iseärasused aktiivelemendi sisendmahtuvusega, milliseid püüamegi lähemalt vaadelda.
Joonisel 3.4.1 on näidatud transistori siiretevahelised mahtuvused. Väljundmahtuvus moodustab väljundtakistusega R_k RC ahela (takistus R_k moodustub kollektori takistusest ja koormustakistusest, mahtuvus C_k aga siirde ja koormuse mahtuvustest). Sellega seoses ilmneb signaali langus alates sagedustest Analoogselt saab avaldada ka sisendmahtuvuse ja signaaliallika takistuse R_i mõju.

[7] Katsume harjuda sõna kontroll laiema tähendusega - nii nagu seda kasutatakse ingliskeelses kirjanduses. Sõna control tähendab seal mitte kontrolli, vaid juhtimist (millega küll tihti kaasneb ka vastavate parameetrite kontroll kitsamas mõttes).

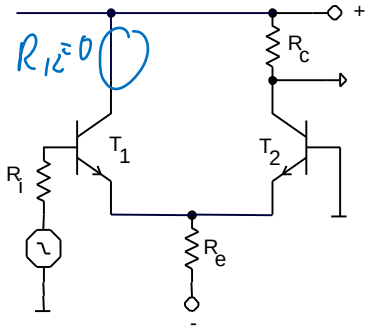
Baasi ja kollektori vahelise mahtuvuse mõju avaldub aga teisiti:

- Võimendil on oma võimendustegur K_u.
- Seega, väikene sisendsignaal annab kollektoril K_u korda suurema signaali, pealegi veel inverteeritud kujul.
- Siit tulenevalt on baasi- kollektori vaheline mahtuvus signaaliallika suhtes $K_u + 1$ korda suurem kui see mahtuvus oleks lülitatud baasi ja maa vahele.
- Seega see tagasisidemahtuvus käitub nagu mahtuvus $C_{kb}\left(K_u + 1\right)$, lülitatuna baasi ja maa vahele.
- Sellist mahtuvuse suurenemist nimetataksegi Milleri efektiks. Siit tulenevalt ilmneb sisendmahtuvuse märgatav kasv - nii näiteks tüüpiline 4 pF baasi-kollektorsiirde mahtuvus annab sisendis tihti mõnesaja pikofaradilise mahtuvuskomponendi. Selline mahtuvus aga vähendab astme töökiirust juba üsna palju.

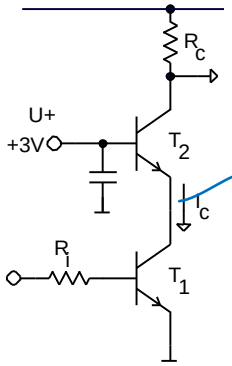
Milleri efekti vähendamiseks on rida meetodeid. Nii näiteks ühise baasiga astmes puudub see effekt täielikult (baas on maandatud). Efekti mõju vähendamiseks saab signaaliallika takistust vähendada, andes ÜE astmele signaali emitterkordajalt. Kasutatakse ka vastavaid skeemilisi võtteid (joon. 3.4.2 ja 3.4.3). Neist



Joon. 3.4.1



Joon. 3.4.2



Joon. 3.4.3

esimeses kasutatakse diferentsiaalvõimendit, mille esimeses astmes puudub kollektortakisti - siin Milleri effekt puudub; esimene aste on vaadeldav emitterkordajana. Teises kasutatakse transistoride kaskoodlülitust, kus transistori T_2 ülesandeks on vältida esimese transistori kollektorpinge muutusi (vahelduvpinget) - seega vältida Milleri efekti. Pinge U+ ülesandeks on hoida esimese transistori kollektorpinge tööreziimi aktiivosas.

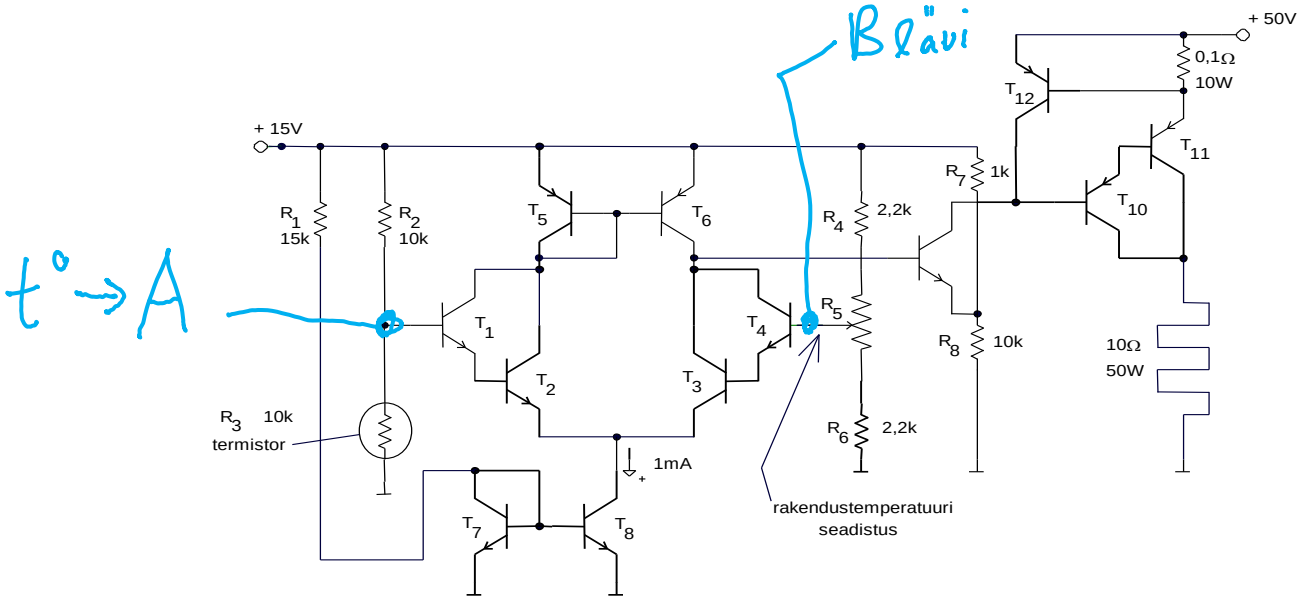
3.5 Väljatransistoridest

Teatavasti on väljatransistor samuti nagu bipolaarne transistor kolmeelektroodiline seade. Väljatransistori ühiseks elektroodiks on tavaliselt läte ehk allikas (source), tüürelektroodiks pais (gate) ja väljundelektroodiks neel (drain). põhiline erinevus bipolaarsetest transistoridest on teatavasti tüürvoolu puudumine; viimane on vaid väga väikese lekkevooluna, olles suurusjärgus kuni mõned pikoamprid. See võimaldab koostada väga kõrgeoomiliste sisendtakistustega skeeme. Samuti on väljatransistorid kasutusel suurte väljundvõimsuste tagamiseks nii madalatel kui ka väga kõrgetel sagedustel (sajad mega- kuni gigahertzid).
Meie pöördume konkreetsete väljatransistorskeemide juurde mõnevõrra hiljem.

3.6 Mõned näited rakenduslikest skeemidest.

3.6.1 Termoregulaator

Termoregulaatoris (joon. 3.6.1) kasutatakse andurina

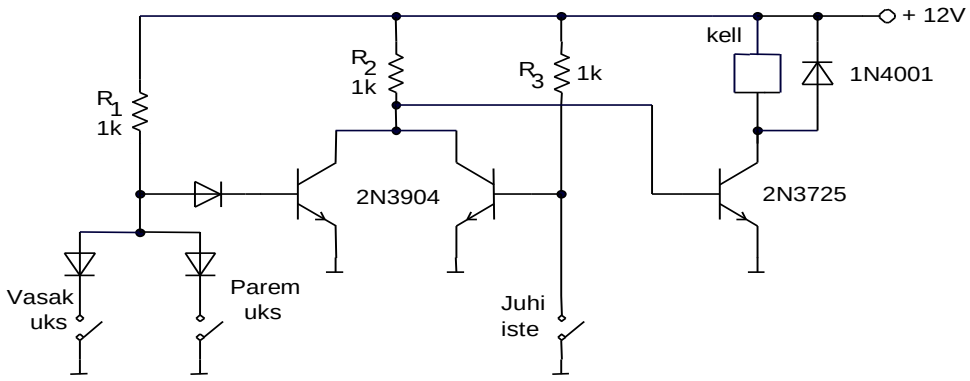


Joon. 3.6.1

termistori. Kasutatav diferentsiaalskeem võrdleb takistitel R_4...R_6 moodustatud etaloonallika pinget termistorile langeva pingega. Märgime siin, et kuna mõlemad pinged võetakse ühisest toiteallikast ja võrreldakse nende vahet, siis saadud tulemus ei sõltu toiteallika pingemuutustest. Siin tekkis elektrotehnikast tuttav Wheatstone'i sild. Transistorid T_5 ja T_6 moodustavad voolupeeglid ja on diferentsiaalpaari aktiivseteks koormusteks, võimaldades saavutada suurt võimendustegurit. Voolupeegel transistoridel T_7 ja T_8 annab diferentsiaalpaarile emittervoolud. Transistor T_9 võrdleb diferentsiaalvõimendi väljundpinget etteantud oma emitteris oleva pingega ja viib liittransistori küllastusse ja kütteelemendi voolu alla - ja seda juhul, kui termistori temperatuur on madalam etteantust. Transistor T_{12} rakendub töösse kaitsetransistorina, kui väljundvool ületab 6A.

3.6.2 Loogikaskeem transistoridel ja dioodidel

Antud skeem (joon. 3.6.2) reageerib signaaliga siis, kui auto üks ustest on lahti ja juht on roolis.



Joon. 3.6.2

Ukse lahtiolekule vastab vastava uksekontakti (lüliti) sulgeasend (kontaktid koos), juhi roolis olekule vastab lüliti L_3 sulgeasend. Signaal tekib, kui mõlemad transistorid diferentsiaalpaaris on suletud olekus. Jätame selle skeemi töö edasise analüüsi iseseisvaks ülesandeks.

4 VÕIMENDITE ÜLDISED OMADUSED.

4.1 Tagasisiside põhimõtted

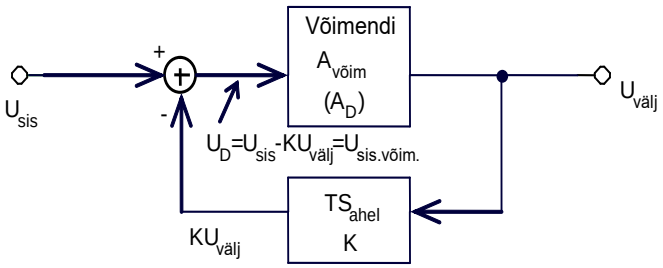
Tagasiside rakendused on tunduvalt laiemad kui rakendused tehnikavaldkonnas. Tagasisidestatud reguleersüsteemides võrreldakse väljundsignaali etteantuga ja selle tulemusest sõltuvalt korrigeeritakse süsteemi automaatselt. Reguleersüsteemiks ei pruugi olla ainult tehniline süsteem, siia alla kuuluvad paljud valdkonnad - kasvõi näiteks bioloogilised süsteemid.

Võimendites on väljundsignaal sisendsignaali kordne, seega tagasisidestatud võimendites võrreldakse sisendsignaali teatud osaga väljundsignaalist. Negatiivne tagasiside on sisuliselt väljundsignaali osa tagasikandmine sisendisse, millega vähendatakse, surutakse maha osa sisendsignaalist. Esialgu tundub see rumala ideena, tänu millele saavutatakse vaid võimendusteguri vähenemine. Kui Harold Black andis 1928 aastal sisse patendiavalduse negatiivse tagasiside kohta, vaadati tema peale kui igavese jõuallika leiutajale (IEEE Spectrum dets., 1977). Tõepoolest vähendab negatiivne tagasiside võimendustegurit, kuid ühtlasi parendab ta võimendi sageduskäiku, vähendab mittelineaarmoonutusi, tagab suure võimendusteguriga võimendi kontrollitava tööreziimi.

Suure võimendusteguri korral sõltub võimendi töö põhiliselt tagasisideahela parameetritest - mitte aga niivõrd võimendustegurist endast.

Tänu sellele ongi saavutatav võimendi töösageduse tunduv laienemine, kuna suure võimendusteguriga võimendi võimenduse langus näiteks kõrgematel sagedustel ei mõjuta tagasisidestatud võimendi sageduskäiku eriti oluliselt.

Vaatleme tagasisidestatud võimendi struktuurskeemi (joon. 4.1.1). Olgu tagasisidestamata võimendi ülekanne (võimendustegur) $A_{võim}$[7], tagasiside ahela ülekanne K ja tagasisidestatud võimendi võimendustegur A.



Joon. 4.1.1

Oletame, et sisendsignaal muutub nullist kuni väärtuseni U_{sis}. Alguses on väljundsignaal $U_{välj}$ samuti võrdne nulliga, samuti ka tagasiantav signaal $KU_{välj}$ võrdub nulliga. Seega võimendi sisendisse sisseantav signaal on $U_{sis.võim} = U_{sis}$. Suure võimenduse $A_{võim}$ tõttu väljunpinge $U_{välj}$ kasvab kiirelt teatud väärtuseni; koos sellega aga kasvab pinge $KU_{välj}$, viies võimendi sisendisse rakendatud pinge $U_{sis.võim}$[8] vähenemisele.

See ongi omane negatiivsele tagasisidele, et sisendisse antakse tagasi signaal - algsele sisendsignaalile vastupidise märgiga (faasiga, amplituudiga).

Sellisele olukorrale vastab võimendi stabiilne olek, saadav väljundpinge:

$$U_{välj} = A_{võim} U_{sis.võim} = A_{võim}\left(U_{sis} - KU_{välj}\right).$$

Lahendades selle võrrandi väljundpinge suhtes, saame tagasisidestatud võimendi võimenduseks A:

$$A = U_{välj} / U_{sis} = A_{võim} / \left(1 + KA_{võim}\right).$$

Võrratuse $KA_{võim} >> 1$ täitumise korral saamegi võimendusteguriks

$$A \approx 1/K .$$

Tagasisidestatud võimendi võimendustegur võimendi suure võimendusteguri korral määratakse tagasisidestusahela ülekandega ega sõltu olulisel määral võimendi enda parameetritest. Lihtsaimal juhul moodustatakse tagasiside ahel takistitest pingejagurina, mille stabiilsust on suhteliselt lihtne tagada.

Nii saadaksegi, et tagasisidestatud võimendi võimendustegur on pöördvõrdeline tagasisideahela sumbuvusega.

Kasutades aga tagasisideahelas mittelineaarseid elemente, saame mittelineaarsete ülekannetega võimendid, millised on kasutusel mitmesugustes funktsionaalsetes muundurites.

---

[7] $A_{võim}$. On võimendi diferentsiaalse signaali võimendustegur (A_D), (ilma tagasisideta);

[8] $U_{sis.võim}=U_D$

Nagu täpsest võimendusteguri valemist selgub, erineb ideaalne seos tegelikust ühest erineva suurusega mida nimetatakse ringahela ülekandeks (võimenduseks) g.

Vt lõpptulemit:

$$A = U_{välj}/U_{sis} = A_{võim}/(1+KA_{võim});$$ siit siis $$g = KA_{võim} \approx A_{võim}/A,$$

See termin on pärit automaatjuhtimise teooriast. Võimendi väljundpinge seadistub selliselt, et täidetakse ligikaudu $KU_{välj} \approx U_{sis}$; selle seadistuse täpsus sõltub ringahela võimendustegurist. Sarnast põhimõtet kasutatakse ka toiteahelate kompensatsioonstabilisaatorites - väljundsuuruse hoidmise täpsus ja seega ka stabiilsus sõltub samast parameetrist g. Ringahela ülekannet saab selgitada järgmise näitega. Katkestame ringahela tagasisideahela sisendis ja anname sinna testsignaali U_t. Mõõdame nüüd pinge võimendi väljundis. Nagu jooniselt 4.1.1. selgub, saame selle väärtuseks

$U_{välj} = KA_{võim}U_t = gU_t$. Seega osutub testsignaal g korda võimendatuks.

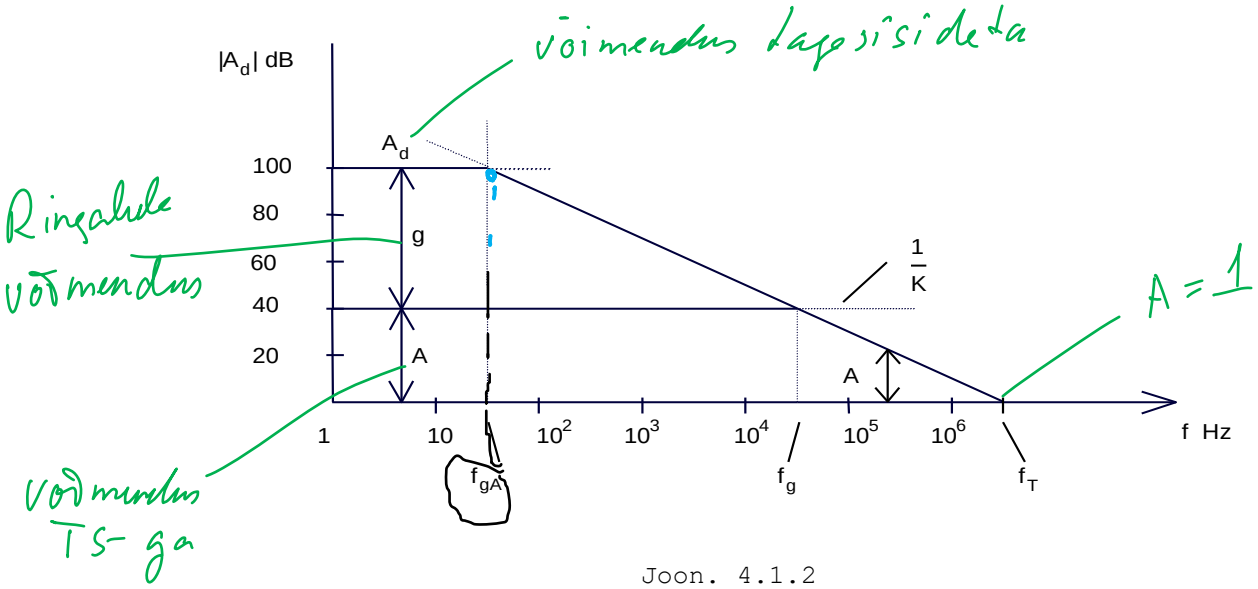
Ringahela ülekannet saab määrata ka ahelat katkestamata. Anname sisendisse signaali ja mõõdame tagasiside väljundsignaali $KU_{välj}$ ja võimendi sisendsignaali $U_{sis.võim}$ suhte:

$$\frac{KU_{välj}}{U_{sis.võim}} = \frac{KU_{välj}}{U_{välj}/A_{võim}} = KA_{võim} = g.$$

Selleks, et hinnata, kui palju tagasisidestatud võimendi võimendustegur erineb ideaalsest $A_{id} = 1/K$:

$$\frac{A_{id} - A}{A_{id}} = \frac{1/K - A_{võim}/(1+KA_{võim})}{1/K} = \frac{1}{1+g} \approx \frac{1}{g}.$$

Nagu öeldud, tagasisidestatud võimendi võimendustegur A ei sõltu oluliselt võimendi enda võimendustegurist tingimusel, kui kehtib $g >> 1$. Seega ei täheldata tagasisidestatud võimendi amplituudsageduskarakteristiku langust seni, kuni see võrratus on kehtiv. Kuni on sageduse kasvades täidetud $|A_{võim}| >> 1/K$, on tagasisidestatud võimendusteguri moodul $|A| \approx 1/K$. Kui aga $|A_{võim}| < 1/K$, saavutab üldine võimendustegur A lähedase väärtuse võimendi võimendusteguriga $A_{võim}$. Teguri A sageduskarakteristik on toodud joonisel 4.1.2.



Joon. 4.1.2

Sageduskarakteristiku piirsageduse määramiseks avaldame eelpooltoodud valemis võimendusteguri võimendi komplekssvõimendusteguri kaudu:

$$\dot{A} = \dot{A}_{võim} \Big/ \left(1 + K\dot{A}_{võim}\right) \approx \frac{1/K}{1 + jf / KA_{võim} f_{gA}}.$$

Selle tulemusena saame piirsageduseks

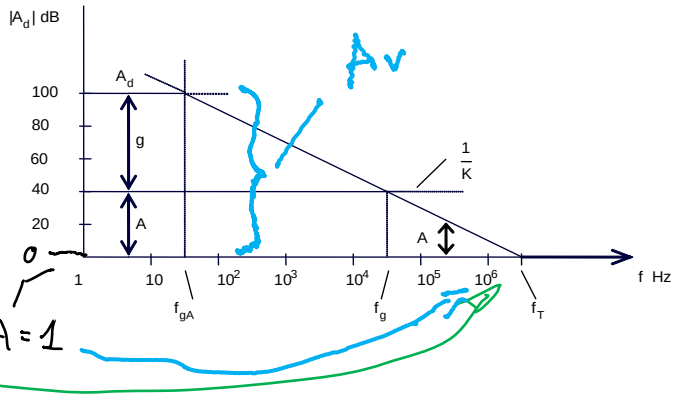
$$f_g = KA_{võim} f_{gA} = g \qquad f_{gA};\ f_g,\ \cancel{f_{gA}} - vt\ joon\ 4.1.2.,$$

kus g - ringahela ülekande $\dot{g}$ piirväärtus madalatel sagedustel.
Ringülekande g valemist tuleneb, et

$$f_g = \left(A_{võim} / A\right) f_{gA}.$$

Saame seega, et

$$f_g A = f_{gA} A_{võim} = f_T$$ [9].



Siit järeldub, et

Tagasisidestatud võimendi võimendusteguri ja sagedusriba laiuse korrutis võrdub sagedusega, kus tagasisidestamata võimendi võimendustegur võrdub ühega.

Tagasiside mõjub ka skeemi sisend - ja väljundtakistustele, moonutustele. Neid omadusi vaatleme lähemalt konkreetsete rakenduste juures.

[9] Ribalaiust tähistatakse tihti ka BW-ga.

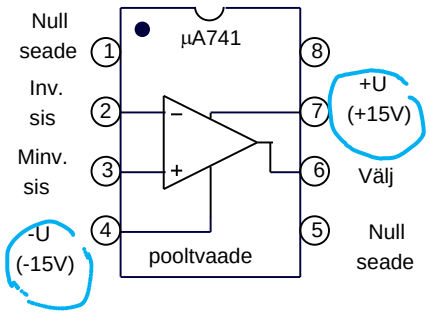
4.2 Operatsioonvõimendid

4.2.1 Algmõisted ja põhiparameetrid

Operatsioonvõimendid (OV) on oma universaalsuse tõttu üheks enamlevinumaks alalis- ja madalsagedussignaalide võimendite liigiks. Mikroskeemide tehnoloogia arenedes on välja töötatud operatsioonvõimendeid ka kõrgemate sageduste jaoks.
Operatsioonvõimendi kujutab endast:

- ❖ Diferentsiaalsisendiga võimendit, tänu millele saadakse:
  - kõrge alalisvoolu stabiilsus
  - võimalus koostada skeeme inverteeriva ja/või mitteinverteeriva sisendiga.

- ❖ Reeglina omavad operatsioonvõimendid suurt võimendustegurit $(10\,000 \ldots 1\,000\,000)$,
- ❖ Kõrget sisendtakistust
- ❖ suhteliselt madalat väljundtakistust.
- ❖ Tavaliselt võimaldavad nad saavutada väljundsignaali ulatuse kuni toitepingeni välja
- ❖ Levinud on siin:
  - sümmeetriline toide,
  - on võimalus ka ühepolaarseks toiteks).



Joon. 4.2.1

Üks levinum operatsioonvõimendi on µA741C ehk lihtsalt 741 (joon. 4.2.1), see on ränikristallil valmistatud 20 transistorist ja 11 takistist koosnev laiatarbeskeem.

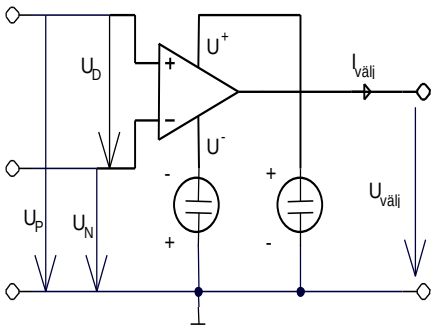
Operatsioonvõimendile (OV) rakendustele on omased järgmised 2 lähtereeglit:

1. **OV väljund püüdleb selles suunas, et sisendsignaalide erinevus viia nulliks**. Kuna tagasisideta OV võimendustegur on väga suur, siis juba mõnekümne mikrovoldine sisendpinge viib OV väljundpinge maksimaalväärtuseni (piiramiseni), siis ei pruugi selle mõnekümne mikrovoldise pingega sisendis arvestada (võttes selle ligikaudselt võrdseks nulliga). Tegelikult muidugi ei tähenda see reegel mitte seda, et OV ise reguleerib oma sisendpinget.

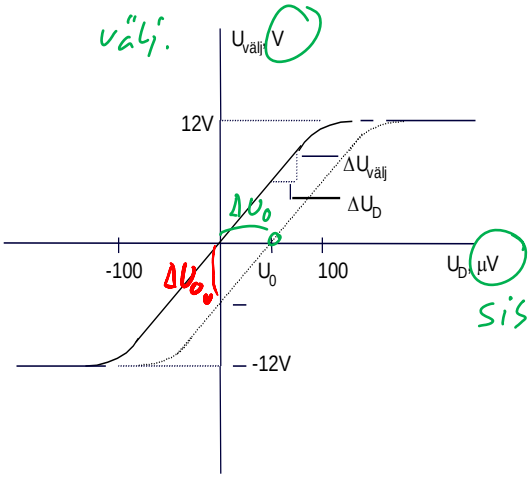
Reaalstes rakendustes toimub selline regulatsioon tavaliselt mingi OV- välise skeemi abil.

2. **OV sisend voolu ei tarbi**. Tegelikult muidugi on sisendvool olemas (741 tarbib sisendis 0,08 mikroamprit, väljatransistorsisendiga OV- d tarbivad mõned pikoamprid), kuid praktilistes rakendustes tavaliselt ei pruugi nende vooludega arvestada.

Järgnevalt vaatleme veidi lähemalt OV põhiparameetreid ja omadusi. Vaatleme joonist 4.2.2 juba meile tuttava diferentsiaalse sisendskeemiga.



Joon. 4.2.2



Joon. 4.2.3

Tähistusest:

P sisend on mitteinverteeriv, skeemil tähistatakse seda + tähisega;
N sisend on inverteeriv, - tähis.
Sisendsignaalide vahe (diferentsiaalsignaal) $U_d = U_p - U_N$.

Selleks, et kindlustada OV töö nii positiivsete kui ka negatiivsete sisendsignaalidega, kasutatakse sümmeetrilist toidet (tavaliselt +/- 15 V). Põhimõtteskeemides jäetakse tihti toiteahelad välja joonistamata.

4.2.2 Idealiseeritud OV parameetrid

Niisiis, ideaalse OV parameetrid on järgmised:

1. Sisendtakistus (nii diferentsiaalse kui ka sünfaasse signaali suhtes) on lõpmatu suur; sisendvoolud aga võrduvad nulliga.
2. Väljundtakistus (tagasisideta) on null.
3. Pingevõimendustegur on lõpmatu suur.
4. Sünfaasse signaali võimendustegur võrdub nulliga.
5. Väljundpinge võrdub nulliga võrdsete sisendpingete korral mõlemil sisenditel (nihkepinge on null).
6.

Seejuures ulaltuudud omadused ei tohi sõltuda temperatuurist, toitepinge muutustest ega ajast.

Kuna tegelikud OV ei ole ideaalsed, siis järgnevalt vaatleme olulisi OV kirjeldavaid parameetreid, millised siis näitavad **kuivõrd erineb reaalne OV ideaalsest**:

4.2.3 Reaalsed OV parameetrid

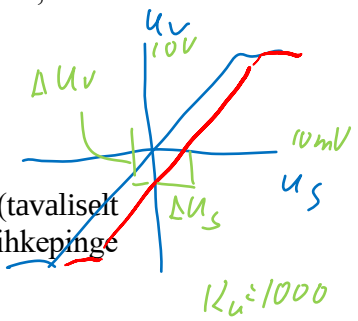
4.2.3.1 . Diferentsiaalne võimendustegur

Diferentsiaalse signaali võimendustegur avaldub:

$$A_D = \Delta U_{välj} / \Delta U_D = \Delta U_{välj} / \Delta(U_P - U_N) = \begin{cases} \Delta U_{välj} / \Delta U_P & kui\ U_N = const, \\ -\Delta U_{välj} / \Delta U_N & kui\ U_P = const. \end{cases}$$

Seda nimetatakse ka OV enda (st tagasisideta) võimendusteguriks. Joonisel 4.2.3 on toodud tüüpiline väljundpinge sõltuvus sisendpingest:
Ideaalsel OV-l läbib karakteristik 0-punkti,
Reaalsetel on see karakteristik mõnevõrra nihutatud.

Selleks siis, et väljundpinge oleks nullise sisendpinge korral null, tuleb anda sisendisse teatud alalispinge - nulli nihkepinge.



4.2.3.2 . Nulli nihkepinge

Olles suurusjärgus mõned millivoldid, pole alati (tavaliselt vahelduvsignaali võimendites) oluline saavutada nullist alalispinget. Nulli nihkepinge sisseviimiseks on osadel OV-del selleks ettenähtud vastav sisendviik.

Pärast nulli kompensatsiooni on võimalik nulli triiv,

4.2.3.3 . Nullitriiv

Nullitriiv on tingitud ajalisest faktorist, temperatuuri ning toitepingete muutustest:

$$\Delta U_0(\upsilon, t, U_b) = \left(\partial U_0 / \partial \upsilon\right)\Delta\upsilon + \left(\partial U_0 / \partial t\right)\Delta t + \left(\partial U_0 / \partial U_b\right)\Delta U_b$$

Selles valemis on järgmised suurused:

$\partial U_0 / \partial \upsilon$ -temperatuuritriiv, olles tavaliselt 3...10 mikrovolti/^{o}C;

$\partial U_0 / \partial t$ -ajaline triiv, mõned mikrovoldid kuus;

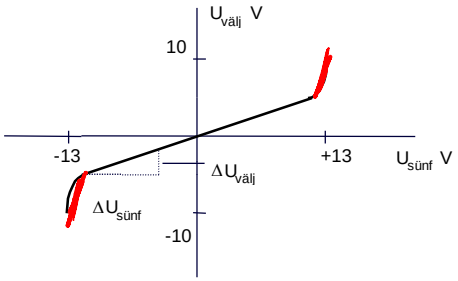
$\partial U_0 / \partial U_b$ -triiv summaarse toitepinge muutusest, 10...100 mikrovolti toitepinge ühe voldi kohta.

Edaspidi eeldame, et nihkepinge on kompenseeritud. Siit tuleneb, et $U_{välj} = A_D U_D$ ja $U_D = (U_P - U_N)$.

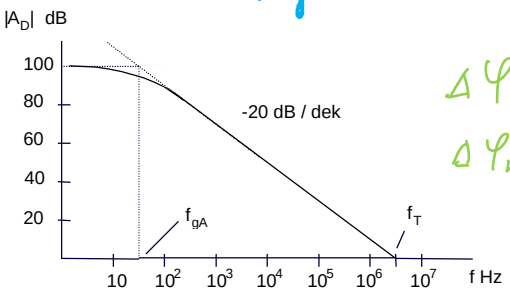
4.2.3.4 . Sünfaasse häire (samas faasis oleva signaali) mahasurumistegur.

Ideaalsel juhul, andes sisenditesse ühesugused pinged, peaks väljundpinge võrduma nulliga. Reaalselt see nii ei ole, ilmneb sünfaasse signaali võimendustegur $A_{sünf} = \Delta U_{välj} / \Delta U_{sünf}$.

Nagu nähtub jooniselt 4.2.4, on väga suure sünfaasse signaali



Joon. 4.2.4



Joon. 4.2.5

korral selle ülekanne ka suur – kuna hakkavad ilmnema võimendusastmete küllastusnähud.
Sünfaasse häire (signaali) mahasurumise tegur avaldub
$SSMT = A_{dif} / A_{sünf}$. Selle tüüpilisteks väärtusteks on 10 000...100 000.

4.2.3.5 . Stabiilsuse tagamine

Stabiilsuse tagamiseks (võnkumahakkamise vältimiseks) peab võimendi karakteristik langema kokku esimest järku (RC) madalpääsfiltriga, seda vähemalt sageduseni, kus diferentsiaalne võimendus A_D pole veel langenud alla ühe ($A_D \geq 1$) (joon. 4.2.5). Esimest järku filtri ülekanne on teatavasti

$$\dot{A}_D = \frac{A_D}{1 + j(f / f_{gA})},$$

kus A_D on võimenduse piirväärtus madalatel sagedustel. Üle lõikesageduse f_{gA}, mis vastab 3dB karakteristiku langusele, on võimendi ülekande moodul pöördvõrdeline sagedusega. Seega tagatakse seos

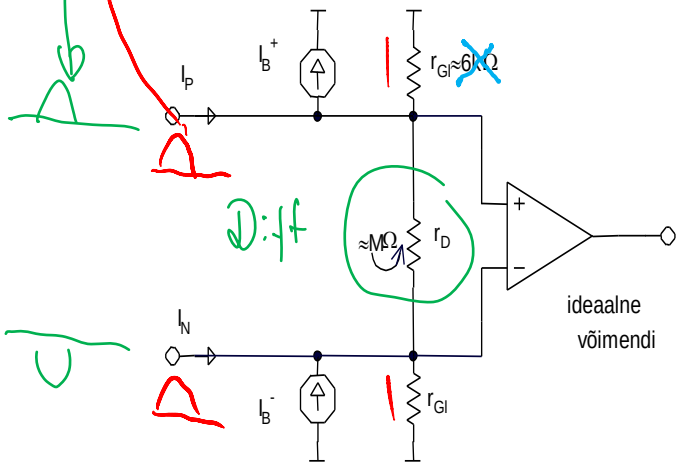
$$|A_D| f = A_D f_{gA} = f_T.$$

Sagedusel f_T on diferentsiaalvõimenduse moodul $|A_d| = 1$. Nagu nähtub varasemast valemist, on
piirsagedus f_T võrdne võimendusteguri ja ribalaiuse korrutisega.

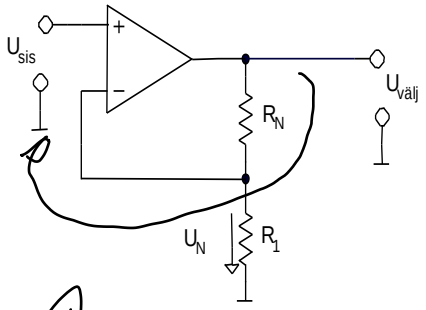
4.2.3.6 . Sisendtakistused

Sisendtakistuste mõistete juures eristatakse:

- takistust r_D diferentsiaalse signaali suhtes
- takistust r_{Gl} sümmeetrilise signaali suhtes (joon. 4.2.6).
- Eristatakse ka sisendtakistust vahelduv - ja alalissignaali suhtes.



Joon. 4.2.6



Joon. 4.2.7

Signaalile: $I_B = \frac{1}{2}\left(I_B^+ - I_B^-\right)$

$0-$*nihke vool:* $I_0 = \left|I_B^+ - I_B^-\right|$

Järgnevalt vaatleme kahte OV põhilülitust - mitteinverteeriv ja inverteeriv võimendi ning nende põhiparameetreid.

4.2.4 Mitteinverteeriv võimendi OV-l

Kasutades tagasisideahelana pingejagurit ja pinge mahaarvamiseks (lahutamiseks) OV diferentsiaalseid sisendeid, saame ülaltoodud joon. 4.2.7 sisendsignaali mitteinverteeriva skeemi.

Tagasiside tegur K avaldub siin kui $R_1/\left(R_1 + R_N\right)$.

Edasi vaatleme idealiseeritud ja reaalset olukorda:
A. Lähtudes idealiseeritult, saame OV võimendusteguriks

$$A_{idealiseeritud} = U_{välj}/U_{sis} = 1/K = 1 + R_N/R_1.$$

B. Kasutades reaalset OV-d osutub, et signaalide lahutamine sisendis ei toimu ideaalselt, kuna sünfaasse signaali mahasurumistegur, SSMT,[10] omab lõplikku suurust.

Eeldades nihkepinge võrdseks nulliga, saame $U_{sünf} = U_{sis}$ ja $U_{dif} = U_{sis} - KU_{välj}$ korral

$$A_{reaalne} = A_D / (1 + KA_D)[1 + (1/G)].$$

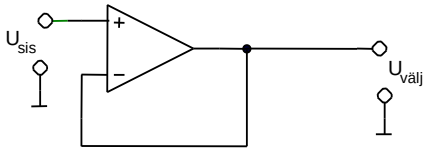
Näeme, et kui siin $G >> 1$ ja $g = KA_{dif} >> 1$, saame varemtoodud idealiseeritud seose.

D. Mitteinverteeriva võimendi erijuhuks on skeem (joon. 4.2.8), kus

$K = 1$; $R_N = 0$ ja R_1 on lõpmatult suur, sisendtakistus väga suur ja väljundtakistus väga väike

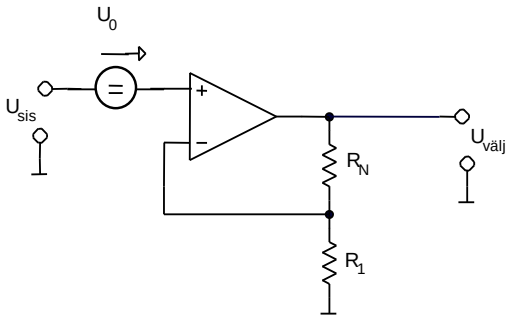
Sellise võimendi ülekanne võrdub ühega, lülitust nimetatakse ka jälgivskeemiks. Skeem leiab kasutust nagu emitterkordajagi - takistuste transformeerimiseks. Oluliseks eeliseks on siin aga asjaolu, et sisend - ja väljundpinge erinevus on vaid mõni millivolt.

D. OV eelpinge mõju leidmiseks vaatleme skeemi 4.2.9. Osutub, et varemvaadeldud OV lülitustes ja ka jälgivskeemis on eelpinge lülitatud järjestikku sisendpingega. Seega võimendub ka eelpinge (selle muutus) nagu sisendpingegi, A korda.



$$A = \frac{U_{välj}}{U_{sis}} = 1$$

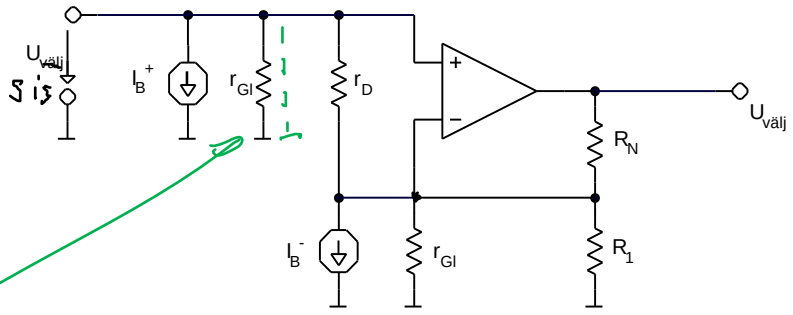
Joon. 4.2.8



Joon. 4.2.9

[10] SSMT tähistame edaspidi kui G

E. Sisendtakistus. Selleks tuleb vaadelda tagasisidestatud OV lülituse aseskeemi (joon. 4.2.10).



Joon. 4.2.10

Tänu tagasisidele:

- on takistusele r_D langev pinge väga väike: $U_D = U_{välj}/A_{võim} = U_{sis}/g$, kus siis $g = KA_{dif} >> 1$
- Seega sellest takistusest voolab läbi väga väike vool suurusega $U_{sis}/g\ r_D$.
- Tänu tagasiside tegevusele korrutub sisendtakistus teguriga g. Vastavat tagasisidet nimetatakse potentsiomeetriliseks.
- Seega vastavalt joonisele saame resulteeruvaks sisendtakistuseks

$$r_{sis} = \Delta U_{sis}/\Delta I_{sis} = gr_D \| r_{Gl} \approx r_{Gl}\ .$$

See suurus ületab isegi bipolaarsete sisendtransistoride korral 100 megaoomi. Tuleb rõhutada, et jutt on eranditult diferentsiaalsest sisendtakistusest - st et sisendvoolu m u u t u s e d on väikesed samal ajal kui sisendvoolu keskväärtus (alaliskomponent) I_B võib võtta palju suuremaid väärtusi.

Illustreerime ülaltoodut arvulise näitega. Olgu signaaliallikas sisendtakistusega $R_g = 1$ megaoomi. Olgu nõutud, et võimendi sisendtakistusega sisseviidav viga (signaali muutus sisendtakistuse pealelülimisel) ei tohi ületada 0,1 %. Seega sisendtakistus peab võrduma

$$r_{sis} \approx r_{Gl} \geq 1\ G\Omega\ .$$

Selline sisendtakistus on saavutatav OV tüübiga 741. Ainult et tema sisendvool signaali puudumise korral on $I_B = 200$ nA. Selle voolates läbi signaaliallika tekib seal täiendav pingelang 200 mV. Selle võib põhimõtteliselt kompenseerida, kuid alati pole signaaliallika takistus täpselt teada. Seetõttu on soovita valida signaaliallika takistuse korral üle 50 kilooomi väljatransistorsisendiga OV. See on parem ka selle tõttu, et väljatransistoridega OV omab kõrgeomilise signaaliallika korral paremaid müraomadusi.

F. Väljundtakistus. Piirdume lõpptulemuse avaldamisega ilma tuletuskäiguta.

$$r'_{välj} = r_{välj}/\left(1 + KA_D\right) \approx r_{välj}/g\ .$$

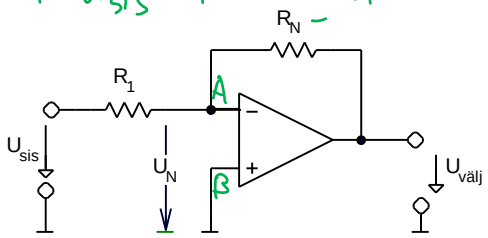
ilma TS-da

Seega **näiteks** võimendusteguri $A = 10$ ja $A_{võim} = 10\,000$ korral tagasisidega haaratud võimendi väljundtakistus väheneb 1 kilooomilt 0,1 oomini.

Öeldu on kehtiv 3 dB languste vahelises sagedusribas. Väljaspool seda väljundtakistus hakkab kasvama, kuna suurus |g| väheneb 20 dB dekaadi kohta. Seejuures hakkab ilmnema väljundtakistuse induktiivne iseloom, kõrgematel sagedustel saavutab väljundtakistus tagasisideta võimendi väljundtakistuse.

4.2.5 Inverteeriv võimendi

Siin maandatakse mitteinverteeriv sisend (joon. 4.2.11),



Joon. 4.2.11

sisendsignaal antakse takistusele R_1. Eeldame, et sisendpinge muutub hetkeliselt nullist kuni U_{sis}. Siis pinge U_N (vt joonist) saab väärtuse

$$U_N = \left[R_N / \left(R_N + R_1\right)\right] U_{sis},$$

kuna esimesel momendil väljundpinge on veel null. Seega pinge $U_D = U_P - U_N$ on negatiivne. Tänu suurele võimendustegurile A_D saavutab väljundpinge kiirelt teatud negatiivse väärtuse; üheagselt väheneb U_N suurus. Väljundpinge väheneb senikaua, kuni sisendpinge U_N saavutab praktiliselt nullile võrdse väärtuse.

Tekkinud väljundpinge, millele vastab $U_N \approx 0$, leidmiseks kirjutame Kirchoffi esimese seaduse järgi (eeldades nullist sisendvoolu):

$$U_{sis}/R_1 + U_{välj}/R_N \approx 0.$$

Siit saame omakorda, et $U_{välj} \approx -\left(R_N / R_1\right) U_{sis}$.

Antud skeemis võib formuleerida negatiivse tagasiside tegevust kui püüdu tagada sellise väljundpinge, milline vastaks sisendpingele $U_N \approx 0$. Seega on N - sisend on sarnane nullpotentsiaali punktile skeemis, seda punkti nimetatakse ka summeerivaks. Erinevalt mitteinverteerivast võimendist ei oma siin sünfaasse signaali võimendustegur mingit rolli, väljundsignaal on aga sisendsignaalile vastasfaasis.

Täpsemaks võimendusteguri avaldamiseks peaksime arvestama pinget U_N väärtust, mis siiski ei võrdu nulliga:

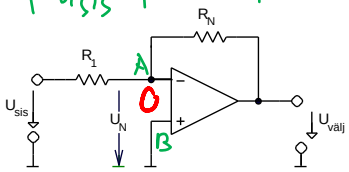
$U_N = -U_{välj}/A_D$. Siis $A = -(1-K)\left[A_D/\left(1+KA_D\right)\right]$.

Arvestades, et $K = R_1/\left(R_1 + R_N\right)$ ja eeldades, et $g = KA_D >> 1$, saame

$$A = -(1-K)/K = -R_N/R_1.$$

Erinevus ideaalsest olukorrast määratakse ka siin, nagu mitteinverteerivas võimendis, ringahela võimendusteguriga $g = KA_D$.

Võimendit võib ka lihtsamini analüüsida. Selleks teadvustame, et potentsiaal punktis B võrdub maa potentsiaaliga. Seega vastavalt OV põhiomadusele võrdub ka punkti A potentsiaal nulliga. Siit järeldub, et takistil R_N on väljundpingega võrdne pinge ja takistil R_1 on sisendpinge. Seega eeldades, et OV sisendvoolu ei tarbi, saame, et võimendustegur kui väljund- ja sisendpinge suhe avaldub



$$K = -R_N / R_1 .$$

Sisendtakistus on siin tunduvalt väiksem kui OV sisendtakistus. Selle võib leida (vt joon.), võttes $U_N \approx 0$. Sellisel juhul saame, et

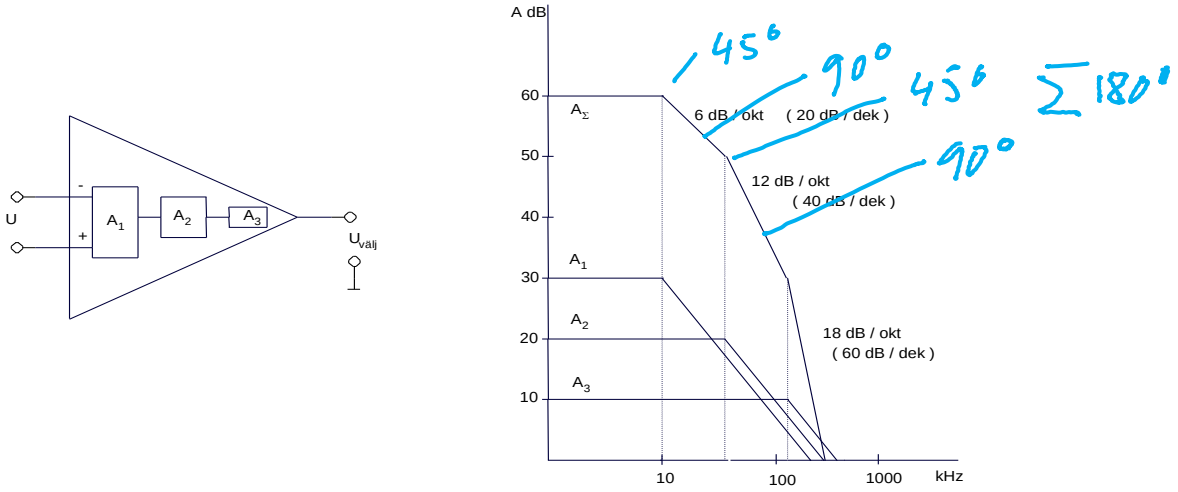
$$r_{sis} \approx R_1 .$$

Väljundtakistuse suhtes on nii mitteinverteeriv kui ka inverteeriv võimendi väikeste signaalide reziimis identsed, seega väljundtakistus leitakse neil ühtviisi:

$$r'_{välj} = r_{välj} / \left(1 + KA_D\right) \approx r_{välj} / g$$

4.2.6 Sageduskorrektsioon võimendites-s.

Teeme siin selgeks, kuidas saadakse võimendite sageduskäik ja kuidas seda korrigeerida stabiilsuse tagamiseks. Olgu meil kolmeastmeline võimendi (joon. 4.3.39 A), mille kõrval on toodud erinevate astmete amplituudülekannete sageduskäigud (B). Summaarne karakteristik saadakse viimaste liitmisel.



Joon. 4.2.12

ülekandele faasikarakteristikul vastab

igale murdesagedusele 45 kraadine faasinihe $[\beta = -arctg(f / f_{murde})]$.

Tagasisidestuse korral, nagu varemalt vaadeldud, saame analoogselt joonisel 4.2.1. toodud sageduskarakteristiku.

Võnkumiste tekkimiseks on niisiis vaja täita kahte tingimust[11]:

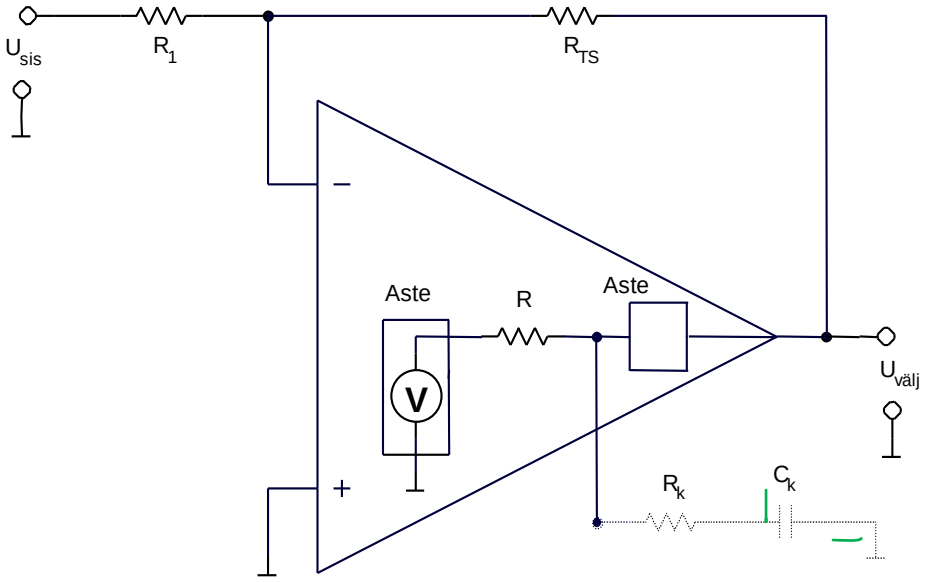
- Amplituuditingimus (signaal antakse tagasideahela kaudu tagasi suurema või vähemalt samasuure amplituudiga kui esialgne sisendsignaal)
- Faasitingimust – positiivne tagasiside (signaal antakse tagasi samas faasis kui sisseantav signaal).

Kaheastmelises võimendis:

- saavutatav faasinihe määratakse seosega $\beta = -arctg(f / f_{1murde}) - arctg(f / f_{2murde})$, küündides kolmandal murdesagedusel 180 kraadini.
- Seega inverteeritud sisendisse tagasiside korral on kogu faasinihe 360 kraadi ja võimendusel üle ühe kaotab võimendi stabiilsuse.
- Järelikult on kaheastmelise võimendi 12 dB sageduskarakteristiku langusega oktaavi kohta (selle sageduse ülemisel piiril) nn nõrgalt stabiilne;
- Sellisel juhul piisab juhuslikust väikesest faasinihkest - näiteks faasinihkest tagasisideahelas selleks, et võimendi hakkaks võnkuma.
- Varemalt oli juttu faasivarust stabiilsuse tagamiseks. Faasivaru $\alpha_{varu} = 180 - \beta$, olles üheastmelisel võimendi murdesagedusel 45 kraadi.

[11] Lähemalt vaadeldakse neid tingimusi hiljem

Sageduskorrektsiooni vajadus puudub osadel võimenditel, kuna neil on olemas sisemine korrektsioon, mis tagab, nagu varemalt vaadeldud, lõikesageduseni mitte rohkema kui 6dB sageduskarakteristiku languse. Näiteks OV-tes, kus on mittekorrigeeritud mitmeastmelisted võimendid - lülitatakse lihtsamates korrektsioonivariantidel RC korrektsioonahel väljundisse ühele võimendusastmetest (joon. 4.3.40). Tavaliselt on



$R = R_{väljaste}$

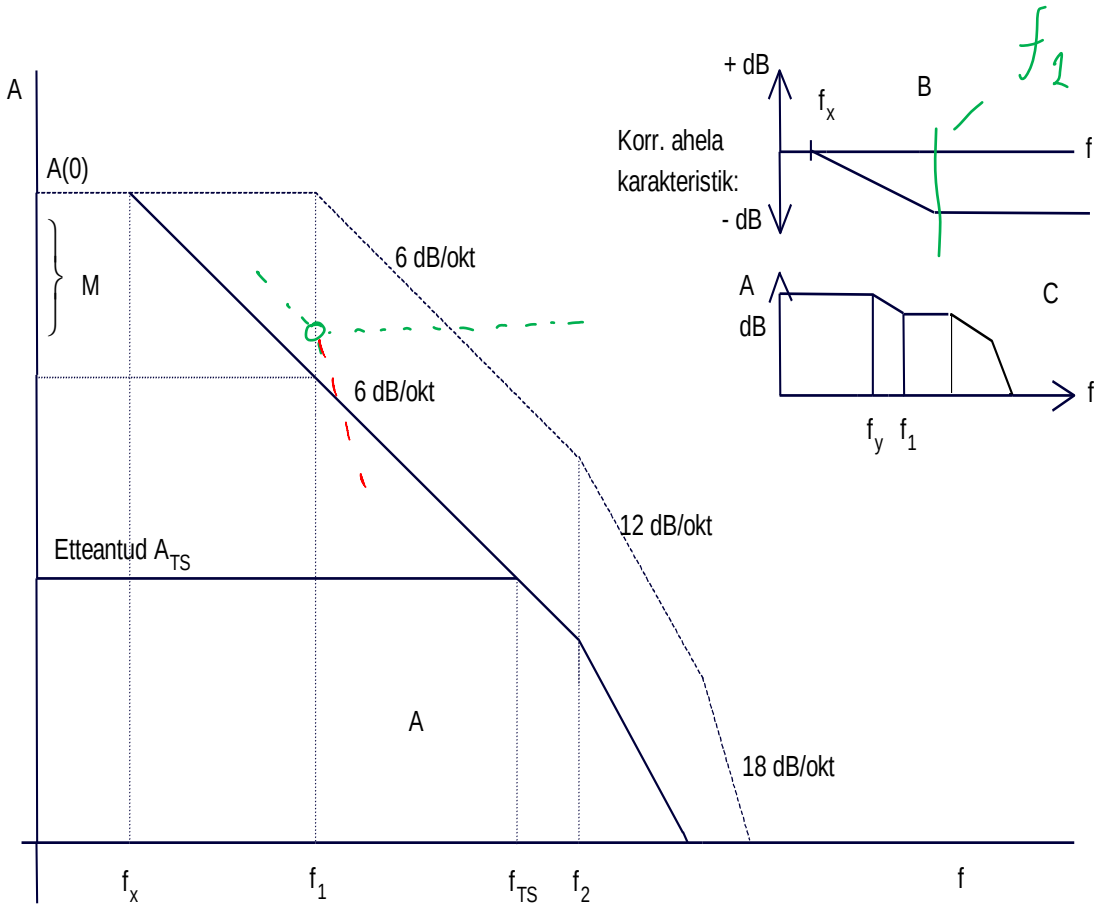
R_k, C_k – *korrektsioon elemendid*

Joon. 4.2.13

vastavad viigud passides tähistatud kui 'kalle','faas' või 'sageduskorrektsioon'. Tavaliselt antakse passides ka RC elementide väärtused. Sisuliselt tähendab korrigeerimine ikkagi seda, et püütakse pealelülitatava RC ahelaga tagada tagasisidestatud võimendi kuni 6 dB sageduskarakteristiku langus sinnamaani, kus ta lõikub tagasisidestamata võimendi sageduskarakteristikuga. See garanteerib 180 kraadist väiksema faasinihke ja stabiilsuse(joon. 4.3.14).

Vaatleme lähemalt korrektsioonahela tööd:

- Olgu korrektsioonahela lõikesagedus (antud juhul siis sagedus, millest alates võimendi võimendus hakkab langema) f_x.
- Sellest madalamatel sagedustel on korrigeeritud ja korrigeerimata võimendi võimendus ühesugune, kuna C_k reaktiivtakistus on nendel sagedustel väga suur.
- Alates sagedusest f_x hakkab mõjuma C_k reaktiivtakistus, sellega kaasneb korrigeeritud võimendi sageduskarakteristiku 6 dB langus.



Joon. 4.2.14

- Kuna sagedusel f_1 hakkab langema (6dB/okt) ka mittekorrigeeritud võimendi ülekanne, tuleb korrektsiooniahelast tingitud võimenduse langus peatada.
- Kui seda mitte teha, langeb sagedustel üle f_1 korrigeeritud võimendi ülekanne juba 12 dB/okt, olles kahe languse -korrigeerimata võimendi ja korrektsioonahela languste summa.
- Selle vältimiseks anname ette sageduse, mille juures C_k reaktiivtakistus muutub palju väiksemaks kui R_k takistus. Teiste sõnadega, anname ette sageduse $f_y=f_1$, alates millest korrektsioonahelast tingitud võimendi ülekande langus lakkab, sagedusvahemikus $f_1...f_2$ jääb vaid langus tingituna võimendist enesest.
- Sagedusel f_1 on korrigeeritud võimendi ülekanne palju väiksem, kui korrigeerimata olukorras; seega sagedusel f_2 on tagasisidestamata võimendi võimendus väiksem kui tagasisidega valitud võimendustegur enne f_{ts}.

Seega siis on sageduskorrektsiooniks vaja vähendada võimendi pääsuriba.

Korrigeeritud võimendi ribalaius määratakse valemiga

$$f_{korrTS} = f_x(1 + AK_{TS})$$ [12]

Seosed R_k ja C_k leidmiseks tuletame murdesageduste valemitest:

$f_x = 1/2\pi C_k(R + R_k)$ ja $f_y = 1/2\pi R_k C_k$.

Kui takistus $R = R_{välj}$ (väljundtakistus astmel, mille väljundisse lülitatakse korrigeeriv lüli) pole teada, tuleb see arvutada.

Niisiis, selleks, et leida sageduskarakteristikul sagedust f_x, tuleb esiteks sellel konstrueerida vertikaaljoon sagedusel f_2. Teiseks tuleb joonistada sageduskarakteristikule soovitud võimendusele vastav horisontaaljoon. Kolmanda sammuna konstrueerime kahe ülalmärgitud sirge lõikepunktist 6dB/okt langusega joone, mille lõikepunkt tagasisidestamata võimendi võimendusteguri nivooga A annab murdesageduse f_x (joon. 4.2.16). Sageduseks f_y võetakse sagedus f_1. Võttes selle väiksemaks kui f_1, saame ülekandekartakteristikul osa, kus võimendus ei lange sageduse kasvades (vt joon. 4.3.41). See võib põhjustada signaali väljaviskeid võimendi siirdeprotsessis, seda püütakse vältida. Kuid kui ei ole täpselt sagedus f_1 teda, on parem valida ennem f_y veidi väiksem sellest kui kõrgem. Viimasel juhul ilmneb oht võimendi endaergutuseks.

Sujuvaks 6 dB languse saamiseks sagedusest f_1 üleminekul tuleb õieti ette anda suhe R_k/R. See suhe peab tagama korrektsioonahela mõju nõrgenemise vastavalt seal ilmnevale võimendi võimendusteguri langusele sageduse f_1 piirkonnas. Tähistame vastava nõrgenemise M-ga (vt joon. 4.3.41). Selle arvutamiseks kasutatakse valemit

$M(dB) = -20\lg\left[(R + R_k)/R_k\right]$, kust $R_k = R/\left[\text{antilg}(M/20)\right] - 1$. [13]

Pärast R_k leidmist arvutame sageduse f_y, mis peab võrduma f_1-ga:

$f_y = 1/2\pi R_k C_k$. Kondensaator $C_k = 1/2\pi R_k f_y$.

Arvutusnäide. Olgu OV sageduskarakteristik vastav joonisel 4.2.16 tooduga. $A = 60\,dB,\ f_1 = 12\,kHz,\ f_2 = 100\,kHz,\ R_{välj.korr.aste} = 4\,kiloomi,$ nõutav võimendus $A_{TS} = 23\,dB$. Leida korrektsiooniahela väärtused.

Lahendus: leiame kõigepealt f_x-i. Selleks toimime ülaltoodud juhenduste järgi (vt veelkord joon. 4.2.16). Saame sageduse $f_x = 1{,}2\ kHz$. Järgmiseks avaldame nõutava nõrgendusteguri M:

A. Leiame võimendusteguri, mille puhul joon langusega 6dB/okt läbib sagedust f_1; see joon saab ühtlasi olema ka korrigeeritud võimendi sageduskarakteristikuks. Vastav võimendustegur on 40dB.

B. Leiame nõrgenemisteguri $M = A(dB) - 40\,dB = 20\,dB$.

Nüüd siis leiame R_k:

$$R_k = R/\text{antilog}(M/20) - 1 = 4\,k - oomi/9 = 445\,oomi\,.$$

$$C_k = 1/2\pi\ R_k f_y = 1/6{,}28(445\,oomi) * (1{,}2 * 10^4\ Hz) = 0{,}03\,mikrofaradit\,.$$

Kontrollime f_x -i;

$$f_x = 1/2\pi C_k(R + R_k) = 1/6{,}28(0{,}03 mikrofaradit) * (4{,}45k - oomi) = 1{,}195 kHz\,.$$

Märgime, et tagasisidestatud korrigeeritud võimendi murdesagedus $f_{TS\,korr} = f_x(1 + AK_{TS}) = 1{,}2kHz(1 + \text{antilg}\ 38dB) = 1{,}2kHz(1 + 79{,}5) = 96{,}7kHz$, mis sobitub hästi saadud tulemustega Bode diagrammil.

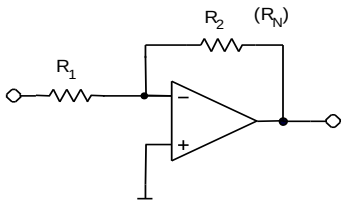
---

[12] Kirjanduses on levinud ka tagasiside sügavuse tähis ß.

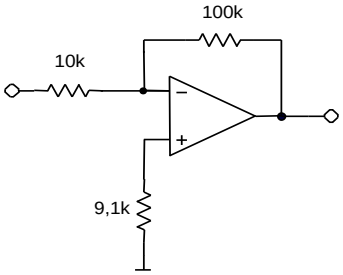
[13] Vastav tuletus on toodud L.M. Faulkenberry raamatu lisas G

4.2.7 Operatsioonvõimendite täpsustatud käsitlus

Sisendvool, nimetatuna ka sisend-eelpingestusvooluks I_{eelp} voola sisendklemmidest sisse (või sõltuvana OV tüübist ka välja). See vool võrdub kokkuühendatud sisendite voolude poolsummaga; mille mõlemad koostisosad on ligikaudu võrdsed. 741- l on tüupiliseks 80 nA sisendvool. Sisendvool tekitab eelpinge ja tagasiside takistustel pingelangud; sellest kui väikesed takistused on seal kasutusel, sõltub selle voolu mõju kogu skeemi alalisvoolureziimile ja väljundpinge kõrvalekaldele. Nagu varem öeldud, on bipolaarsete transistoride korral suurusjärguks nanoamprid ja väiksemad voolud, väljatransistoride korral pikoamprid. Kiiretoimelistes OV- s on reeglina suuremad sisendvoolud.
Vaatleme inverteeriva OV näitel (joon. 4.2.13) selle voolu



Joon. 4.2.15



Joon. 4.2.16

mõju. Sisendsignaali olemasolul väljundpinge ei võrdu nulliga. Takistus inverteeriva sisendi poolel määratakse R_1 ja R_2 paralleelühendusega, nihkevool aga võetakse kui läbi R_1 voolav vool. Seetõttu tekitab ta väljundi pingenihke $U_{välj} = I_{eelp} R_2$. Nii tekib OV 741 ja takistite $R_1 = 100$ kilooomi ja $R_2 = 1$ megaoomi ning $I_{eelp} = 200$ nA korral väljundpinge nihkeks $200nA * 1M - oomi = 0{,}2V$. Selleks, et vähendada selle voolu mõju, võib teha takistused mõlemitel sisenditel ühesugusteks (joon. 4.2.14). Takistus 9.1. kilooomi on võetud kaalutlusest, et 100 ja 10 kilooomi paralleelühenduse takistus võrdub 9.1 kilooomiga. Soovitav on valida ka tagasiside takistus madalamaoomilisem, sellega väheneb pingelang temal; OV sisendites on tüupilisteks takistuste väärtusteks 1 kuni 10 kilooomi. Kui ka siin ilmnevad vead, tingituna eelpingevoolust, tuleb valida OV väiksema eelpingevooluga. Nii näiteks OV LM308 $I_{eelp} = 1{,}5$ nA.

Sisend - nihkevool on sisendvoolude vahe. I_{nihe} on tingitud OV valmistamise ebatäpsusest, kuna täpse sümmeetria tagamisel on ka sisendvoolud võrdsed. Tavaliselt on see vool ca kümnendik eelpingestusvoolust sisendis; 741 jaoks $I_{nihe} = 10$ nA.
Nihkevoolu olemasolul täheldatakse väljunpinge nihet ka alalisvoolu järgi balanseeritud sisendimpedantside korral. Tõsi, see diferentsiaalne signaal on palju väiksem, kui signaal eelpool vaadeldud voolust sisendtakistuste ebasümmeetria korral. Seega tuleks eelkõige balanseerida OV sisend; kui sellest ja R_2 vähendamisest ei piisa, tuleb valida OV väiksema sisendvooluga.

Sisendtakistus on sisendtakistus diferentsiaalse signaali kohta (takistus ühe sisendi ja maa vahel maandatud teise sisendi korral). See takistus on tavaliselt palju väiksem kui takistus sünfaasse signaali kohta. Sisendtakistus 741- l on 2 megaoomi, väljatransistoride korral on see üle teraoomide. Kuna tagasisidehaelatele on omane vähendada diferentsiaalse signaali amplituudi (- TS püüab hoida sisenditel võrdsed pinged).

Sünfaasse signaali sisenddiapasoon. OV õigeks tööks on vaja tagada tema sisenditel pingeamplituudid teatud piirides. Nende piiride ületamise korral muutub OV võimendustegur järsult, võides isegi märki muuta. OV 741 ±15 voldise toite korral on sünfaasse sisendpinge amplituud piiratud ±12 voldiga. Mõnedel OV võib kas + või - amplituud küündida vastava toitepinge väärtuseni.
Lisaks sellele on sisendpinged piiratud muidugi lubatava sisendpinge piiriga, mille ületamise korral OV läheb rivist välja.

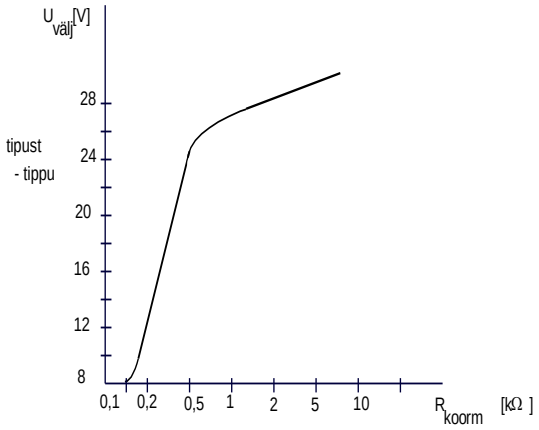
Diferentsiaalse signaali sisenddiapasoon on mõnedel OV -l piiratud väikeste suurustega, nagu näiteks ±0,5 V, enamikel on aga lubatud siendpingeks toitepinge väärtus. Lubatud piiride ületamine viib kas signaali moonutusteni või OV riknemisele.

Väljundtakistus; väljundpinge amplituudi sõltuvus koormustakistusest. OV väljundtakistus on tema enda väljundtakistus tagasisideta olukorras. OV 741- l on see ca 75 oomi, mõnedel väikesevõimsuselistel võib see küündida mõne kilooomini. Tagasisidega võib muuta väljundtakistust väga väikeseks - või muuta (voolutagasisidega) väga suureks. Seetõttu on oluline teada:

A. Maksimaalset lubatavat väljundvoolu (mis tavaliselt võrdub 20 mA-ga). Pinge $U_{välj}$ haardeulatus sõltuvana koormustakistusest antakse tihti graafiliselt, antakse ka mõnede tüüpiliste koormustakistuste kohta kehtivad pingeväärtused. OV 741 on võimalik:

B. Väljundpinge haardeulatus üle 2 kilooomilise koormustakistuse korral on (2V) väiksem toitepingetest. Kui koormustakistus on 2 kilooomist palju väiksem, siis väljundpinge haardeulatus jääb ka väga väikeseks.

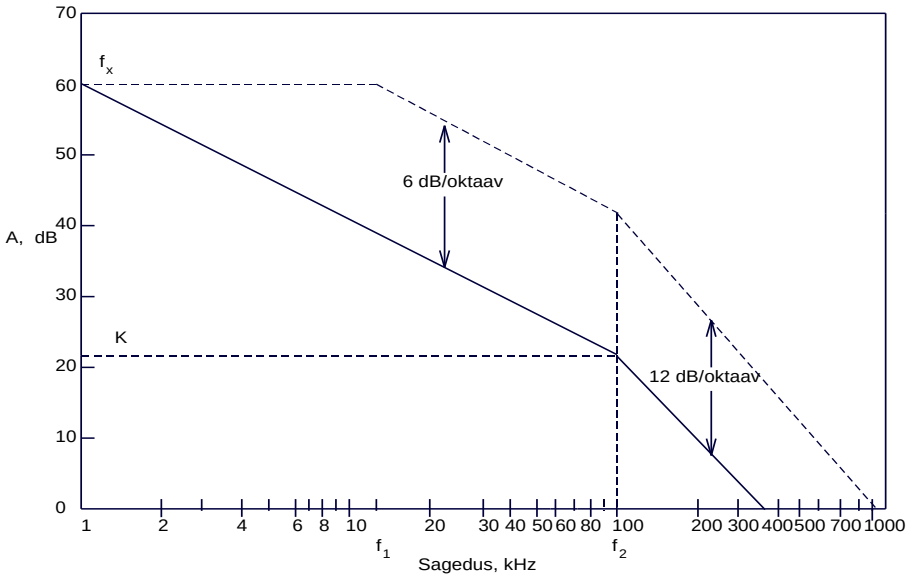
Seega madalaoomiliste koormuste korral on väljundsignaali haardeulatus piiratud. Joonisel 4.2.15 on toodud OV 741 vastav graafik.



Joon. 4.2.17.

Pingevõimendustegur ja faasinihe. Tavaliselt on pingevõimendustegur piirides 100 000 kuni 1 000 000, vähenedes sageduse kasvades ning lõikesagedusel (tavaliselt sagedustel 1 kuni 10 MHz) väheneb üheni. Vastav graafik, koostatuna sisemise sageduskorremktsiooniga OV kohta, näitab, et langus 6 dB/oktaavile (20 dB/dekaadile) algab juba küllalt madalatel sagedustel (OV 741 korral 100 Hz piirkonnas). Sellega tagatakse OV töö stabiilsus (endaergutuse suhtes). See tähendab, et selline karakteristiku langus, mis sisuliselt langeb kokku 1. järku MPF sageduskarakteristikuga langusega, kindlustab väljund ja sisendsignaalide vahelise 90 kraadise faasinihke, mis suureneb sageduse kasvades ja saavutab võimenduse vähenemisel üheni piirväärtuse 120...160 kraadi. Teatavasti 180 kraadine faasinihe tähenab positiivset tagasisidet (inverteeriva sisendi suhtes) ning veel ühese võimendusteguri korral aste läheb võnkuma.

Seepärast nimetatakse väljund- ja sisendsignaali faasierinevust 180 - st kraadist lõikesagedusel faasivaruks.



Joon. 4.2.18

Sisendile taandatud nihkepinge. Sellise parameetri sissetoomine on tingitud OV valmistamise tehnoloogia ebatäpsustest põhjustatud sisendastmete ebasümmeetriast. Ku iühendada kokku sisendid nullise sisendsignaali korral, siis ilmneb, et võimendi väljund on küllastuses - sisendi nihkepinge võimendatuna OV võimendusteguriga annab väljundis kas + või - toitepinge suuruse pingenihke. Sellist pealeantavat pingete vahet sisendis, mis on vajalik väljundi nullise pinge saavutamiseks, nimetatakse sisendisse taandatud nihkepingeks ehk lihtsalt sisendpinge nihkeks. Tavaliselt on nuli reguleerimine OV- s ettenähtud vastavate sisendite kaudu. Nii näiteks OV 741 on selleks 1 ja 5 viik. Nende viikud vahele ühendatakse 10 kilooomine potentsiomeeter, mille keskväljavõte on ühendatud - toitepingega.

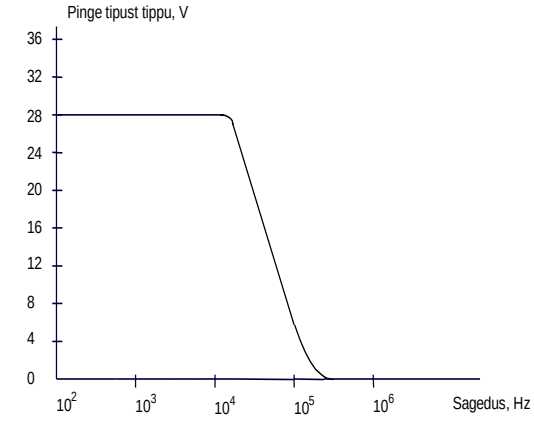
Täpsetes skeemides tuleb arvestada veel sisendpinge triiviga sõltuvana temperatuuri ja ajafaktorist. OV- l 741 antakse selle tüüpsuuruseks 2 mV (selle jagunemist temperatuuri ja ajafaktori vahel tavaliselt ei täpsustata). OV OP-07 -s on saavutatud lasermeetodiga sisendpingete kokkujooks, mis tagab nihkepinge temperatuurisõltuvuse 0,2 mikrovolti/ kraadile ning ajalise nihke piirides 0,2 mikrovolti/kuus.

Niisiis, nihkepinge tõttu sisendis ilmneb nullise sisendsignaali korral väljundpinge nihe, võrdudes $U_{välj} = KU_{nihe}$.
Vaadeldav inverteeriv OV võimendusteruri 100 korral annab maandatud sisendi korral väljundis nihkepinge ±0,6V ($U_{nihe\,\max} = 6mV$). Siin võib pakkuda järgmised lahendusteed:

- kui alalispingevõimendus pole oluline, võib kondensaatori abil vähendada alalissignaali võimenduse üheni nagu edaspidi vaadeldavas helivõimendis, kus sisendsignaali edasikanmiseks kasutatakse mahtuvuslikku sidestust;
- häälestada OV nulli OV valmistava firma poolt soovitatud reguleerskeemiga;
- kasutada OV vähendatud nihkepingega.

Pinge kasvu kiirus. OV sisemised mahtuvused ja väikesed sisemised voolud piiravad väljundpinge muutuse kiirust isegi suurte sisendpingete erinevuste korral. OV 741 korral saadakse maksimaalselt 0,5V/mikrosekundis; kiiretoimelistel ca 100 V/mikrosekundis; ülikiires puhver - OV- s LH0063C aga 6000V/mikrosekundis. See piirab näiteks siinussignaali korral sisendis teatud sageduse ületamisel signaali amplituudi väljundis. Seetõttu tuuakse OV passis graafik, illustreerimaks väljundpinge amplituudi haaret (maksimaalset väärtust) sõltuvana signaali sagedusest.
Siinussignaalile sagedusega f hertzi ja amplituudiga a volti, on vajalik pinge kasvu kiirus 2π Af volti / sekundis.

Välise korrektsiooniga OV -es sõltub pinge kasvu kiirus kasutatavast korrektsioonahelast. Uldiselt, korrektsioonidele, ettenähtuna ühese võimenduse juures, vastab kõige aeglasem kasvu kiirus; see suureneb ca 30 korda sajakordsele võimendusele ettenähtud korrektsioonil.
Niisiis, kuna pinge kasvu kiirus on piiratud, hakkab siinuse amplituud väljundis alaetes teatud piirsagedusest, langema. Joonisel 4.2.17 on toodud OV 741 vastav sõltuvus kasvukiiruse 0,5 V/mikrosekundis korral. Kiiruse s korral väljundsignaal on piiratud tipust tippu väärtusega $A \le s/\pi f$ siinussignaali sageduse f korral. Sellega seletub languse osa kaldega $1/f$. Horisontaalne osa viitab amplituudi piiramisele toitepingega.
Impulsssignaali korral sisendis täheldub väljundpinge kuju moonutus. Nii näiteks võtab impulsi esifront joon. 4.2.18 toodud kuju.

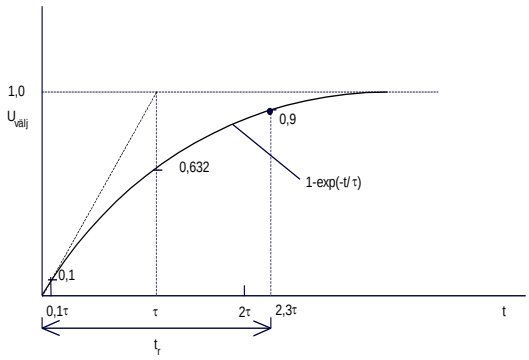


Joon. 4.2.19

Kasvu kiirus on seotud OV läbilaskeribaga BW, siit tuleneb parameetri t_r[14] - kasvuaja - seos ribalaiusega:

$$t_r \; BW = 0{,}35.$$

Kasvuaeg t_r määratakse tavaliselt ajaga, mis kulub signaali kasvust oma 10%-lt nivoolt kuni 90% -sele nivoole.



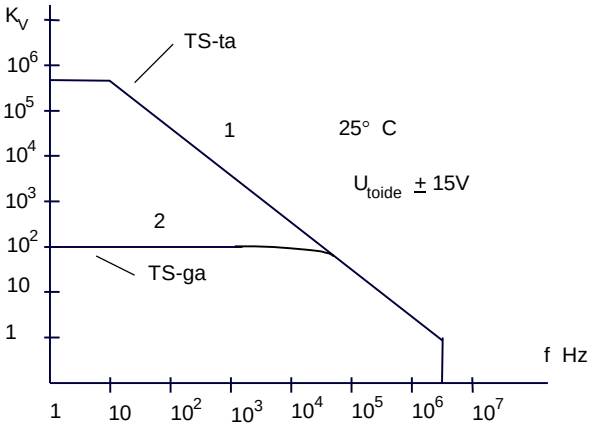
Joon. 4.2.20

[14] t_{rise}

Temperatuurimõju. Kõik ülaltoodud parameetrid on sõltuvad temperatuurist. Tavaliselt aga skeemi tööd see oluliselt ei mõjuta. Nii näiteks väikesed võimendusteguri muutused ei avaldu tänu kasutatavale negatiivsele tagasisidele. Tavaliselt on temperatuurimuutuste mõju parameetrite muutusele väiksem kui parameetrite erinevus üksikute OV eksemplaride vahel. Erandi moodustab vaid sisndi nihkepinge ja -vool. Nende temperatuurisõltuvus annab väljundpinge triivi. Täpsusmõõtmistel tuleks siin kasutada vastavaid OV-id.

Võimendustegur avatud tagasisideahela korral. Joonisel 4.2.19 on toodud tagasisideta võimendi sageduskarakteristik (1) ja tagasisidega (2). Tänu sellele, et tagasisideta võimendi võimendustegur hakkab teatud sagedusest (siin 1kHz-st) alanema, hakkab vähenema ka teatud momendist tagasisidega võimendi ülekanne. See algab sageduskarakteristikul kohast, kus tagasisideta võimendi võimendus läheneb väärtusele R_2/R_1 (VT joon.). Toodud karakteristik on joonistatud OV 741 karakteristiku järgi; sagedusel 1 kHz langeb tagasisideta võimendi võimendus 1000 -ni, lõikesageduseks on 1MHz.

Siit tuleneb, et kui selle OV baasil ehitada tagasisidestatud võimendi võimendusega 1000, siis 1kHz sageduse korral esineb märgatav võimenduse langus; võimendusteguri 100 korral aga mitte.

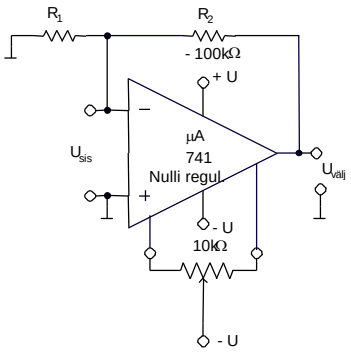


Joon. 4.2.21

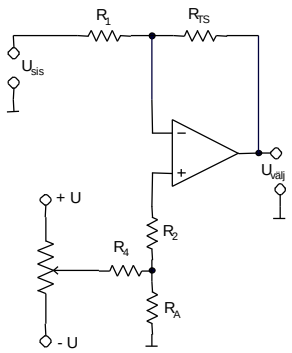
4.3 Skeeminäiteid operatsioonvõimenditel

4.3.1 Sisemine ja väline nullinihke kompenseerimine

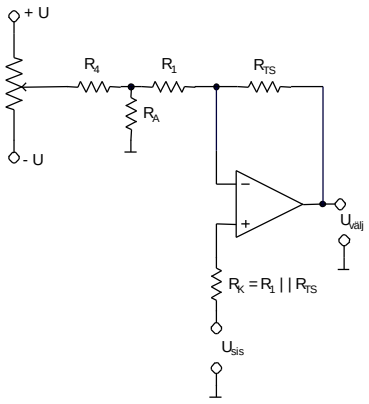
Paljudel OV-l on ette nähtud nn sisemine nulinihke kompenseerimise võimalus. Nii näiteks 741-l sooritatakse see joon. 4.3.1. järgi. Kus see võimalus puudub, tuleb väljundpinge null paika panna välimise skeemi abil (joon. 4.3.2 ja 4.3.3; nihkevoolust tingitud nullikompensatsiooni lisatakistusega sisendis vaatlesime juba varem (joon.)).



Joon. 4.3.1



Joon. 4.3.2[15]



Joon. 4.3.3

---

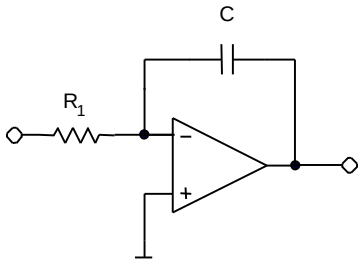
[15] NB! Joon. 4.3.2 kohta. $R_1 = 20k$ $R_{TS} = 200k\Omega \Rightarrow R_k$ vaja 18,2k $\left(R_1 \| R_{TS}\right)$ $U = \pm 15V$; $I_{eelp} = 0{,}8\mu A$, $U_{nihemax} = 20mV$:

$R_4 \approx \pm U / 20I_{nihe} = 15/16 = 800k\Omega$. Valime väiksema $R_4 = 400k\Omega$.

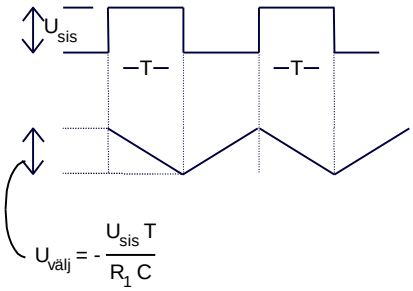
Näited vastavad inverteeritud ja mitteinverteeritud võimenditele.

4.3.2 Integraator ja diferentsaator

Vaatleme joonist 4.3.4. Teatavasti ideaalne integraator annab väljundis signaali, milline on võrdeline sisendsignaali



Joon. 4.3.4



Joon. 4.3.5

integraalile aja järgi. Väljundsignaal avaldub sisendsignaalialuse osa pindalaga. Matemaatiliselt see tähendab

$$U_{välj} = k\int U_{sis}dt,$$

kus k *on konstant*.

Joonisel on toodud ideaalne integraator. Tänu inverteeriva sisendi virtuaalsele maale on vool takistil R_1 määratud suhtega U_{sis}/R_1.

See vool peab läbima mahtuvuse C, mis kindlustabki väljundsignaali. Kuna kondensaatori pinge võrdub

$$U = \frac{1}{C}\int I\,dt,$$

saame väljundpinge kujul

$$U_{välj} = -\frac{1}{C}\int \frac{U_{sis}}{R_1}dt,$$

mis teisendatuna avaldub

$$U_{välj} = -\frac{1}{R_1 C}\int U_{sis}\,dt.$$

Saadud seos ei ole universaalne, ei kehti näiteks kompleksarvude integreerimisel. rakenduslikuma variandi saame lähteseosest, lähtudes kondensaatori laengust $Q = CU$. Kuna laeng võrdub voolu ja aja korrutisega, saame

$$IT = CU.$$

Asendades voolu suhtega U_{sis}/R_1, pinge aga väljundpingega, saame joonisel toodud integraatori väljundpingeks

$$U_{välj} = -U_{sis}T/(R_1 C),$$

kus miinus märk viitab pinge inversioonile. Toodud valemit saab kasutada sisendsignaali lõikudega aproksimeerimisel. Nii saadaksegi näiteks täisnurkpinge integreerimisel kolmnurkpinge (joon. 4.3.5).

Reaalses integraatoris peab arvestama integraatori sisendis olevat eelpipnget (alaliskomponenti), mis viib ideaalse integraatori väljundpinge pidevale kasvule kuni väljundi küllastumiseni. Alalispinge reziimi stabiilsuse

---

$$R_A/R_4 = U_{nihe\max}/|U| \;\Rightarrow\; R_A = (U_{nihe\max}/|U|)R_4 = 400k\cdot(20/15) = 540\Omega.$$
$$R_2 = R_K - R_A = 18{,}2 - 0{,}54 = 17{,}66k\,(=18k)$$

tagamiseks tuleb kondensaator sillata takistiga (joon. 4.3.6A). Sellega on piiratud madalsagedusliku-, kaasaarvatud ka alalissignaali võimendus, olles nüüd piiratud suhtega R_2/R_1. Selleks, et säiluks integreerimine etteantud sagedustel, peab olema täidetud nõue

$$R_2 \geq 1/\left(2\pi f_L C\right),$$

kus f_L *on madalaim sagedus*. Siin peab olema vähemalt kümnekordne varu. Takisti R_{eq} on nullinihke vähendamiseks, takisti peab võrduma R_1 ja R_2 paralleelühenduse takistusega.

Kõrgeoomilised skeemid on tundlikud häirete ja parasiitmahtuvuste suhtes. Seetõttu kasutatakse nullinihke kasvamise vältimiseks ka nullimisega integraatoreid või siis koostatakse skeem, milles saadakse kõrgeoomilisele tagasisidetakistile vastav effekt madalaoomi,iste takistustega (joon. 4.3.6. B,C). Nii näiteks toodud madalaoomoline ahel on ekvivalentne 10 megaoomilisele tagasiside takistusega.

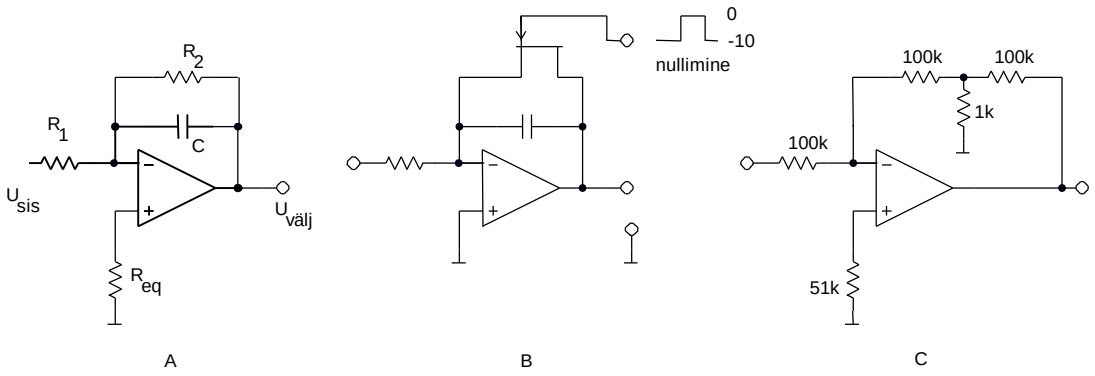
Diferentseeriv seade realiseerib teatavasti integreerimise pöördtehte (joon. 4.3.7). Vool, mis läbib kondensaatorit, avaldub seosega

$$C\frac{dU_{sis}}{dt} \qquad \begin{array}{l} \textit{tänu sellele, et '–' siseklemm on maa} \\ \textit{potentsiaaliga (virtuaalne maa).} \end{array}$$

Kui sisendpinge muutub teatud vahemikus lineaarselt, väljundpinge avaldub

$$U_{välj} = -R_1 C\frac{dU_{sis}}{dt} = -R_1 C\frac{\Delta U_{sis}}{\Delta t}$$

Andes sisendisse kolmnurkpinge, saame väljundis nelinurkpinge - täpselt vastupidi eelmisele skeemile (joon. 4.3.8 A).



Joon. 4.3.6[16]

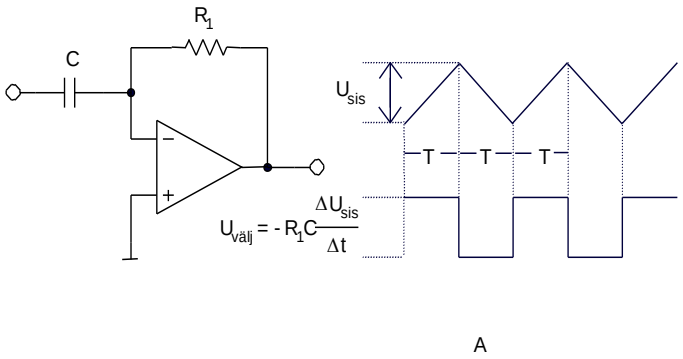
[16] Joon. 4.3.6 A NB! Täisn. Sign 1000Hz, 10V $\Rightarrow$ kolmnurk 5V ampl-ga.

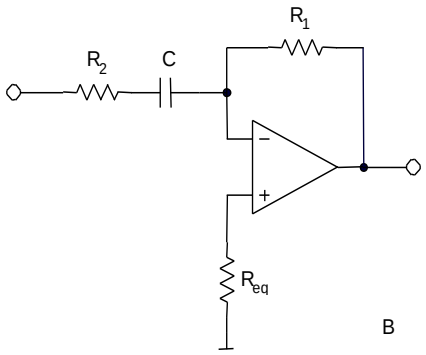
$C = 1\mu F$

$R_1 = U_{sis}T/\left(U_{välj}C\right) = 10 \cdot 0{,}5 \cdot 10^{-3}/\left(5 \cdot 10^{-6}\right) = 1k\Omega$ (T määratakse 1000Hz sign-I poolperioodiga)

$R_2 \geq 1/2\pi fC \geq 1/\left(6{,}28 \cdot 10^3 \cdot 10^{-6}\right) \geq 159\Omega$.

Võtame $R_2 = 10k\Omega \Rightarrow R_{eq} = 910\Omega \quad \left(R_{eq} = R_1 \| R_2\right)$





$$R_2 \le 1/2\pi f_H C;$$

f_H – *kõrgeim sagedus*

Joon. 4.3.7 Joon. 4.3.8

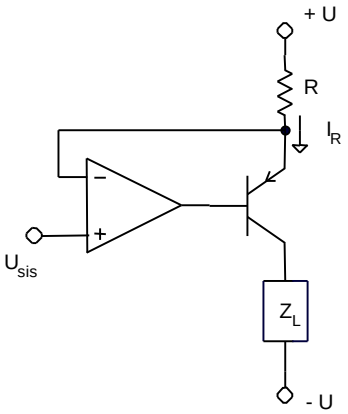
Võimendustegur suureneb siin sageduse kasvades 6 dB oktaavile (vastupidi integraatorile, kus võimendus väheneb sama kiirelt). Seetõttu on antud skeem kõrgsagedusmüradele ja häiretele väga vastuvõtlik; selle vähendamiseks lülitatakse kondensaatoriga järjestikku lisatakistus R_2 (joon. 4.3.8B).

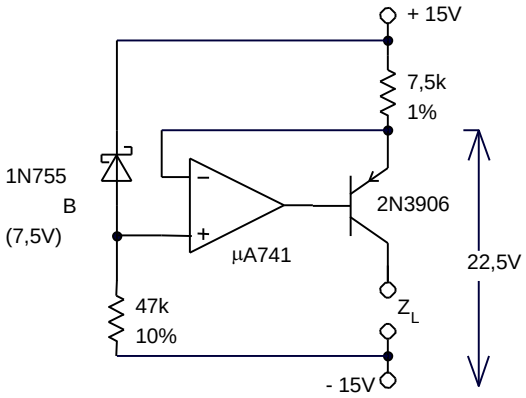
4.3.3 Vooluallikad OV-l

Unipolaarne vooluallikas (joon. 4.3.9) annab maa suhtes ühesuunalist voolu. Tänu negatiivsele tagasisidele on mõlemi sisendi suhtes nn virtuaalne maa. Tänu sellele saame vooluks

$$I_R = \left(U^+ - U_{sis}\right)/R\,.$$

See vool suubub emitterisse ja on ka kollektoris. Täpsemalt võttes on kollektorvool siiski 1-α võrra väiksem. Asendades transistori Darlingtoni skeemiga saame seda erinevust tunduvalt vähendada.





Joon. 4.3.9 Joon. 4.3.10

Vaatleme vooluallika arvutusnäidet. Olgu vajalik allikas 1 mA voolu tagamiseks koormusel 10 kilooomi.Toiteallikas - ±15 volti.

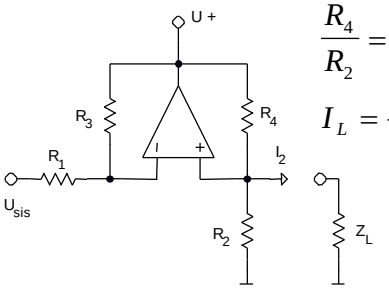
Pinge stabiliseerimiseks takistil R (vt joon. 4.3.9) kasutame 7,5 voldist stabilitroni (joon. 4.3.10). See tagab 7,5 kilooomisel takistil ja ühtlasi ka koormuses 1 mA voolu. Selleks on vajalik toitepinge suurusega 22,5 V (30 V miinus pingelang stabilitronil, arvestamata transistori küllastuspinget). Seega, et toimiks voolu reguleerumine ei tohi koormus ületada 22,5V/1mA (22,5 kilooomi).

Bipolaarne vooluallikas (joon. 4.3.11) tagab maa suhtes nii

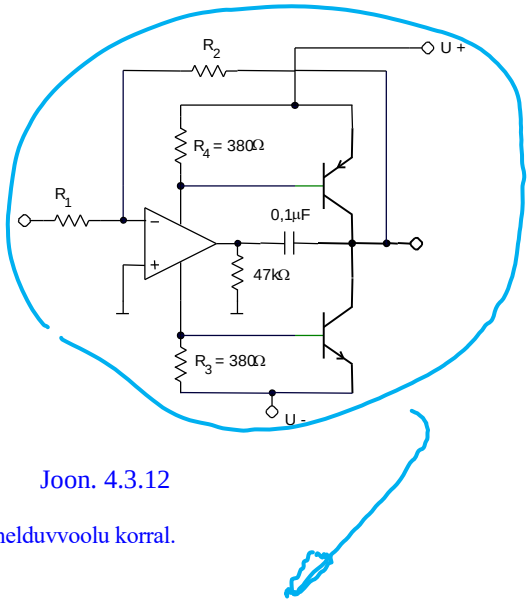
$$Z_{välj} = \frac{R_4}{R_4/R_2 - R_3/R_1}$$

$$\frac{R_4}{R_2} = \frac{R_3}{R_1} \Rightarrow Z_{välj} = \infty$$

$$I_L = -U_{sis}\, R_3/\left(R_1 R_4\right)$$



Joon. 4.3.11



Joon. 4.3.12

positiivse kui ka negatiivse suunaga voolu, mistõttu leiab kasutust vahelduvvoolu korral.

4.3.4 OV koormatavuse tõstmine

Teatavasti on OV väljudvõimsus piiratud - tavaliselt mõnede millivattidega. Väljundvõimsuse suurendamiseks võib kasutada joonisel 4.3.12 toodud lahendust. Skeem kindlustab 30...30 mA voolu peaaegu toitepingega võrdse väljunpinge tippväärtuste korral. Skeemi töö tugineb toiteallikast tarbitava voolu suurenemisel vastava pinge polaarsuse korral. Nii näiteks negatiivse väljundsignaali korral kasvab negatiivsest pingeallikast tarbitav vool. See tuleneb suuremast transistori T_1 baasiergutusest, mis siis tingibki suurema tarbitava voolu. Analoogselt käitub skeem positiivse poollaine korral. Takistuste R_3 ja R_4 takistused arvutatakse eeldusest

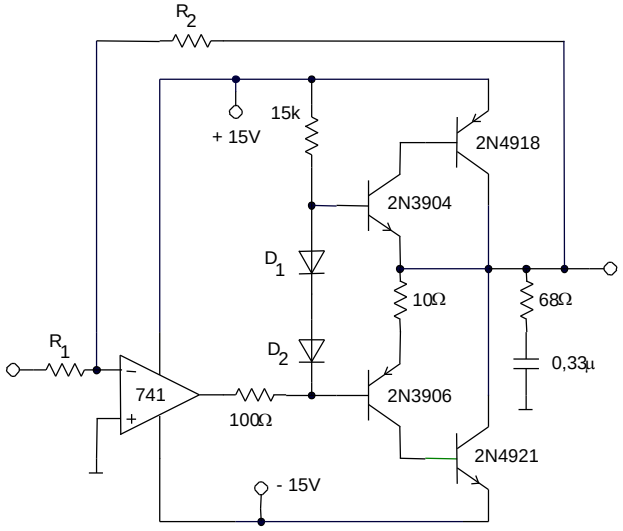
$$R_3 = R_4 = 0{,}6/I_{toite}$$, olles OV 741 jaoks 380 oomi.

Skeemi puuduseks on surnud tsooni esinemine väikeste signaaliamplituudide juures, kus mõlemad transistorid on suletud olekus.

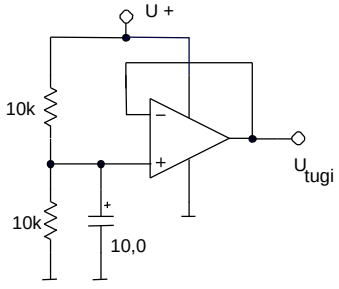
Parema lahendusena võib kasutada joonisel 4.3.13 toodud
skeemi. Siin töötab väljundaste AB klassi reziimis; seega üleminekumoonutused puuduvad. Väljundist saadakse 2 vatist võimsust 8 oomisele koormusele; mittelineaarmoonutuste tegur on alla 1%.

4.3.5 Ühepolaarse toiteallika kasutamine

Enamus OV on loodud kasutamiseks sümmeetrilise toitega. Et toita skeemi ühepolaarsest toiteallikast, tuleb luua kunstlik, toiteallika poolele pingele võrduv, maapunkt (nullise pingega tugipunkt, mille suhtes saab vaadelda toite ühte poolpinget positiivsena, teist poolpinget negatiivsena). Joonisel 4.3.14 on toodud esimesed näited selle tugipunkti loomiseks.

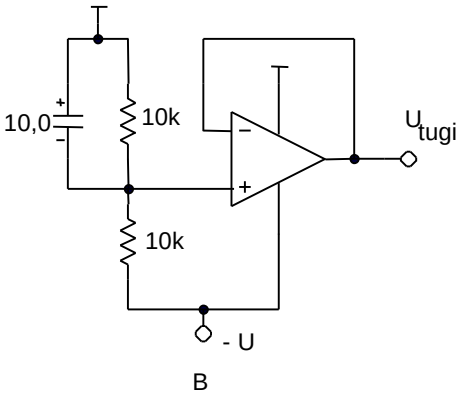


Joon. 4.3.13

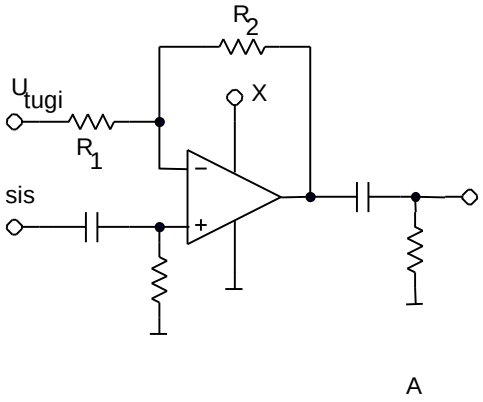


Joon. 4.3.14

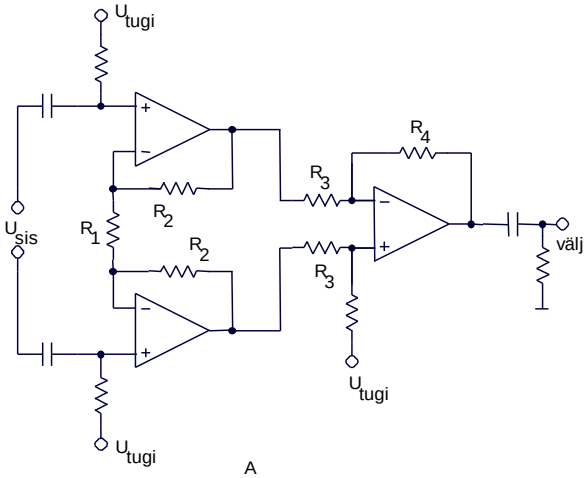
Skeemide puuduseks on see, et sisendsignaal tuleb võimendi sisendist galvaaniliselt lahtisidestada. Järgnevalt on toodud selle põhimõtte konkreetsed rakendused mitteinverteeriva võimendi, mõõtevõimendi ja suurendatud väljundvõimsusega võimendi realiseerimiseks(joon. 4.3.15). Siinjuures väike seletus mõõtevõimendi kohta. Tavaline diferentsiaalvõimendi (joon. 4.3.16) omab rida puudusi. Nii on tema sisendtakistus, olles määratud sisendis olevate takistustega, suhteliselt madal . samuti on raskendatud võimendusteguri muutmine , kuna selleks tuleb muuta mitut takistit üheagselt.



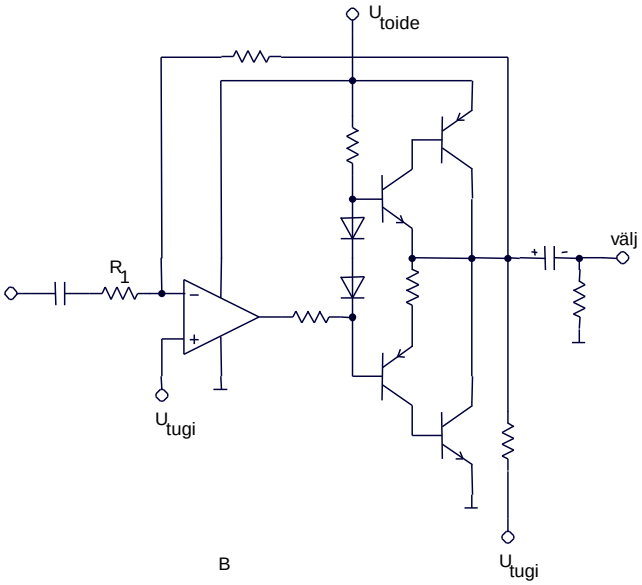
B



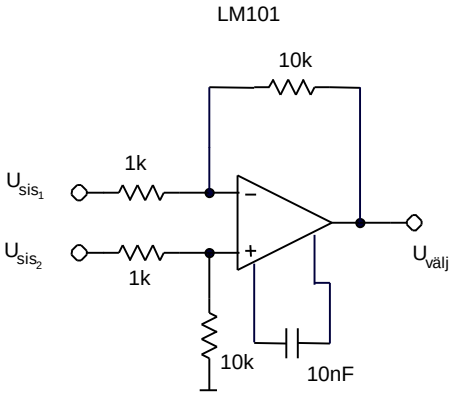
A



A



B



Joon. 4.3.15

Joon. 4.3.16

Tihti ei rahulda ka sünfaasse häire mahasurumistegur. Neist puudustest vabanemiseks koostatakse võimendi sisendaste diferentsiaalse väljundiga. Skeemi võimendustegur määratakse seosega

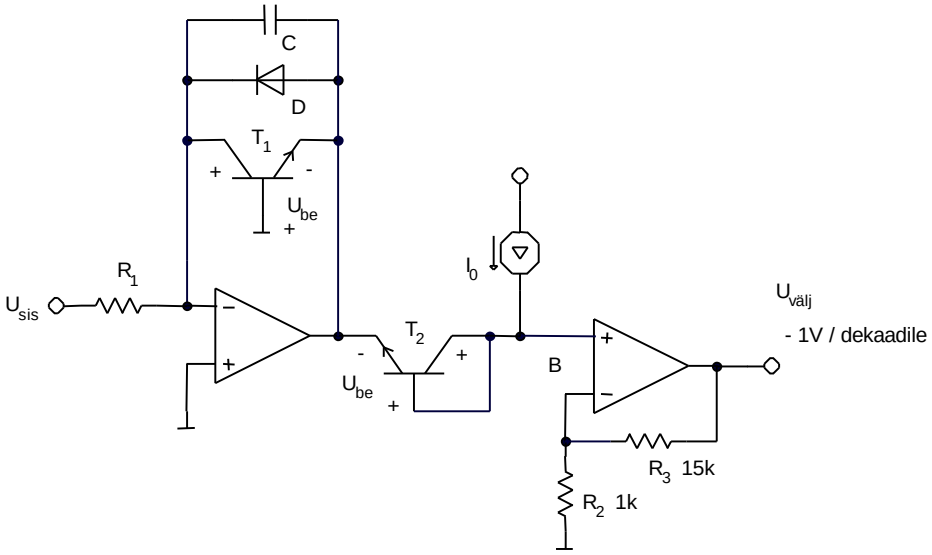
$$A = {U_{välj}}/{U_{sis}} = \left[2\left(R_2/R_1\right)+1\right]\left(R_4/R_3\right),$$

võttes aga $R_4 = R_3$, saame

$$A = {U_{välj}}/{U_{sis}} = 2\left(R_2/R_1\right)+1.$$

4.3.6 Logaritmiline võimendi

Siin kasutatakse **baasipinge logeritmilist sõltuvust kollektorvoolust**, saades nii skeemi (joon. 4.3.17), kus



Joon. 4.3.17

väljundpinge on logeritmilises sõltuvuses positiivsest sisendpingest. Tänu inverteeriva sisendi maapotentsiaalile muudab takisti sisendpinge vooluks. See vool, voolates läbi transistori T_1, moodustab emitterpotentsiaali, milline on vastavalt Ebbers- Molle'i seadusele U_{be} võrra madalam maa potentsiaalist. Transistor T_2 on temperatuurikompensatsiooniks. Vooluallikas annab ette sisendvoolu, milline on vajalik väljundpinge nulli tagamiseks. Teine OV on mitteinverteerivas lülituses, võimendusteguriga 16 selleks, et väljundpinge muutuks –1,0 V suhtes sisendvoolu dekaadi võrra (pinge U_{be} suureneb 60 mV kollektorvoolu dekaadi suhtes).

Veel mõned täpsustused skeemi kohta. Kui ühendada transistori baas otse kollektoriga, tekib baasivoolust viga. Viga tekib, kuna baasi pinge on kollektorvooluga eksponentsiaalses sõltuvuses. joonisel toodud skeemis tänu maandusele potentsiaali järgi (virtuaalsele maale) on pinge võrdne kollektorpingele, kuid baasivool viga ei tekita.

Transistoritena on soovitav kasutada transistoride paari (näiteks LM394 või MAT-01). Toodud skeem tagab väljundpinge logaritmilise seose sisendvoolust vähemalt seitsme dekaadi ulatuses (1nA...10mA) tingimusel, et transistoridel on väikesed lekkevoolud ja OV - väike sisendnihkevool. Oluline on häälestada skeem võimalikult täpselt nulli. Seda seetõttu, et alumiste vooludiapasoonide juures sisendpinge on vaid mõned kümnendikud mikrovoldist. Parim on kasutada siin aktiivset vooluallikat, kuigi vooluallikana saab kasutada ka kõrgeoomilist takistit. Kondensaator on tagasisideahela sagedusstabilisatsiooniks, kuna võimendus määratakse tagasisideahelas oleva transistoriga. Diood väldib transistori baas-emitterläbilöögi eest sisendpinge negatiivsete polaarsuste korral. See on vajalik, kuna transistor ei taga tagasidet positiivsete väljundpingete korral.

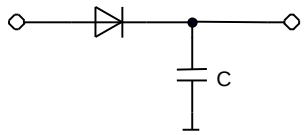
Võimendi temperatuurikompensatsioon tagatakse transistoriga T_2. See kompenseerib temperatuurist tingitud pinge U_{be} muutused esimeses transistoris. Samas ei kompenseerita baasipinge muutused kollektorvoolu muutuste korral.[17]

[17] Täpsema käsitluse järgi (vt L.M. Faulkenberry raamatut) saadakse $U_{välj} = K\left[\ln U_{sis} - \ln\left(R_1 I_{c2}\right)\right]$, mistõttu tuleks tagada $R_1 I_{c2} = 1$.

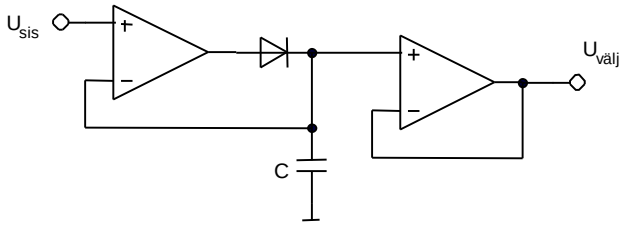
Tööstuses (näiteks Fairchild, National Semiconductor) väljastatakse ka integraalseid logaritmilisi muundureid valmiskujul.

4.3.7 Aktiivne tippdetektor

Tihti osutub vajalikuks määrata sisendsignaali maksimaalne amplituud. Lihtsaimaks lahenduseks oleks dioodist ja mahtuvusest koosnev skeem (joon. 4.3.18). Siin ilmnevad aga tõsised puudused. Nii on sisendtakistus muutuv suurus, olles signaali tippväärtuse ajal väga väike. Tingituna dioodi päripingelangust skeem ei ole tundlik alla 0,6 voldiste pingetele, suurematel pingetel aga annab süstemaatilise 0,6 voldise vea. Lisaks neile puudustele ilmneb ka dioodi pingelangu sõltuvus temperatuurist ning teda läbivast voolust. Seega skeemi viga sõltub kaskkonna temperatuurist ning väljundpinge muutumise kiirusest ($I = C(dU/dt)$). Joonisel 4.3.19 on

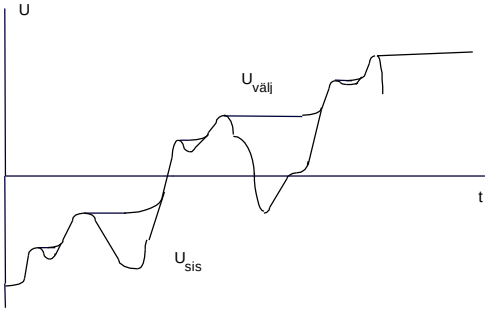


Joon. 4.3.18

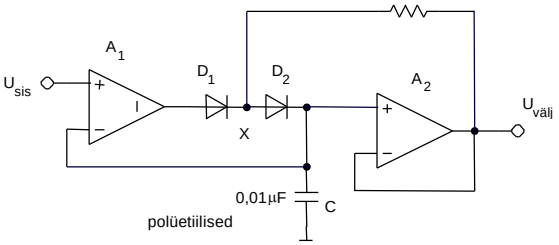


Joon. 4.3.19

näidatud parandatud skeemivariant. Kui võtta pinge tagasisideks kondensaatorilt, ei tekita dioodi päripingelang mingeid probleeme. Joonisel 4.3.20 on toodud võimalikud sisend- ja väljundpingete



Joon. 4.3.20



Joon. 4.3.21

ostsillogrammid. Skeemil ilmnevad järgmised puudused: Sisendnihkevool tingib aeglase kondensaatori tühjenemise (või laadimise) - seetõttu tuleks valida OV võimalikult väikese nihkevooluga. Samal põhjusel tuleb valida ka diood väikese lekkevooluga.

Maksimaalne saavutatav OV väljundvool piirab pinge muutuse kiirust kondensaatoril - st piirab sisendpinge jälgimise kiirust. Seega kondensaatori valikul tuleb minna kompromissile laengu lekkekiiruse ja väljundpinge muutuste kiiruse vahel.

Vaatleme näiteks OV 741 rakendusjuhtu. 1 mikrofaradise kondensaatori korral saame laengu lekkekiiruseks $dU/dt = I_{nihe}/C = 0{,}08$ V/mikrosekundis. See maksimaalkiirus on siiski tunduvalt väiksem kui OV pinge kasvamise kiirus 0,5V/mikrosekundis, kuna viimane on piiratud maksimaalse 20 mA-se väljundvooluga, mis laadib 1 mikrofaradilist kondensaatorit. Kondensaatori vähendamisega saab suurendada väljundpinge kasvukiirust suurema laengu lekkevoolu arvelt. Paremate parameetrite saavutamiseks tuleks valida näiteks OV LF355 nihkevooluga 30 pikoA ja väljundvooluga 20 mA. Võttes nüüd 0,01 mikrofaradise kondensaatori, saame laengu lekkeks kiiruse vaid 0,006V/mikrosekundis, väljundpinge kasvukiiruseks aga 2V/mikrosekundis. Väga väikeste sisendlekkevoolude juures võib mõjutama hakata juba dioodi ja kondensaatori eneste lekkevoolud.

Tihtipeale võib mõistliku skeemi väljatöötlusega vähendada reaalsete skeemielementide puudustest tingitud piiranguid. Nii näiteks on võimalik ärastada dioodi lekkevoolust tingitud mõju skeemi tööle. Vaatleme skeemi joonisel 4.3.21. Valides väikese nihkevooluga OV - näiteks 0,01 pA -sega, on vaja tähelepanu pöörata dioodi lekkevoolu mõjule. Antud skeemis, nagu varasemaski, pinge kondensaatoril kordab sisendpinget selle suurenemisel. OV 1 laeb kondensaatorit üle mõlemi dioodi, OV 2 ei mõjuta seda laadimisprotsessi kuidagi. Kui sisendpinge muutub tippväärtusest väiksemaks, OV 1 läheb küllastusse, OV 2 aga hoiab pinget punktis X ja likvideerib täielikult dioodist D_2

tingitud lekke. Väike lekkevool läbi dioodi D_1 voolab üle takisti R_1 ja tekitab viimasel väga väikese pingelangu. Skeemon analoogne kõrgeoomiliste või väikesepingeliste kaitseskeemidele.

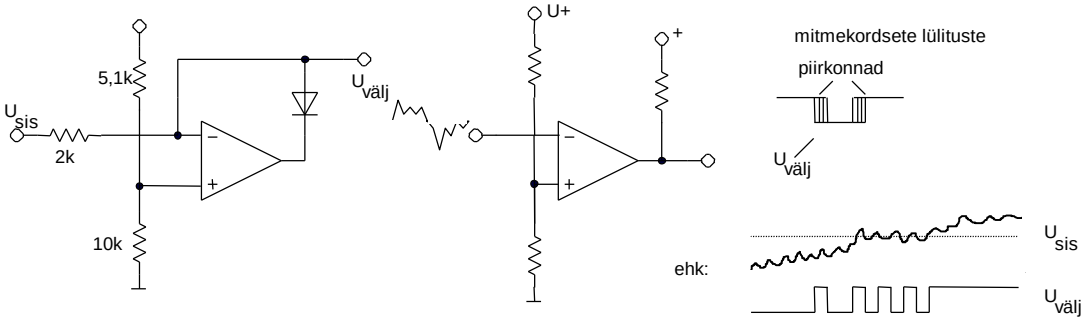
Teiseks võtteks skeemi töö parandamiseks on väljundpinge nullimine. See saavutatakse kas väljundisse ühendatud koormustakistiga, mis kustutab väljundpinge oma RC ajakonstandiga. Nii saadakse skeem, mis mäletab vaid viimaseid tippväärtusi. Kaasaegsem lahendus seisneb transistorvõtmega kondensaatori sildamises, skeemi väljund nullitakse baasile antava sünkroimpulsiga.

4.3.8 Aktiivne piirik

Vaatleme skeemi joonisel 4.3.22. Kui siin sisendpinge $U_{sis} < +10V$, on OV küllastuses ning täidetakse võrdsus $U_{välj} = U_{sis}$. Kui sisendpinge ületab 10 volti, sulgeb diood tagasiside ahela ning fikseerib väljundis 10V. Tingituna OV lõplikust töökiirusest on siin täheldatavad väljundsignaali vähesed moonutused (väljavisked) momendil, kui sisendsignaal saavutab kasvades fikseerimisnivoo.

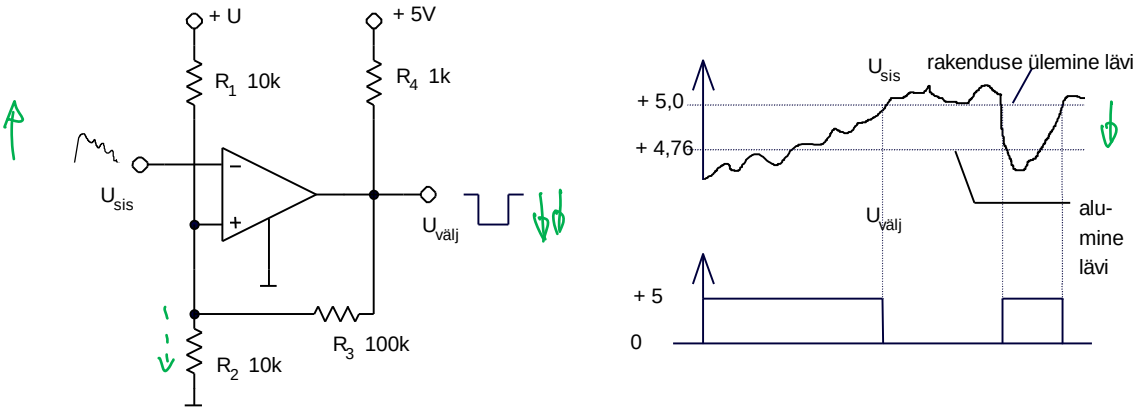
4.3.9 Komparaator ja Schmidti trigger

Komparaator on, nagu trigger ka varemalt vaadeldud, sisuliselt diferentsiaalvõimendi, kus toimub signaali võrdlemine etteantuva ja tekkiva veasignaali võimendamine. Sellisele lihtsale komparaatorile on puuduseks see, et aeglase sisendsignaali muutuse korral muutub ka väljundsignaal aeglaselt. Mürade olemasolul sisendis ilmneb aga väljundpinge värelemine sisendsignaali vahetus läheduses tugisignaalile (joon. 4.3.23). Neist puudustest saab vabaneda



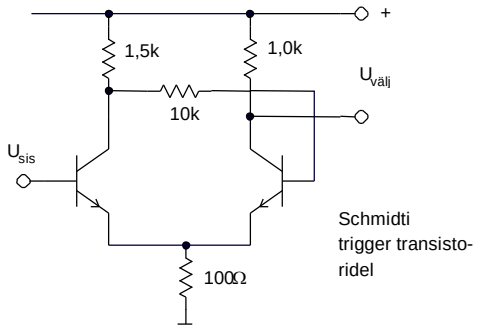
Joon. 4.3.22 Joon. 4.3.23

positiivse tagasiside abil (joon. 4.3.24). Takisti R_3 loob skeemis

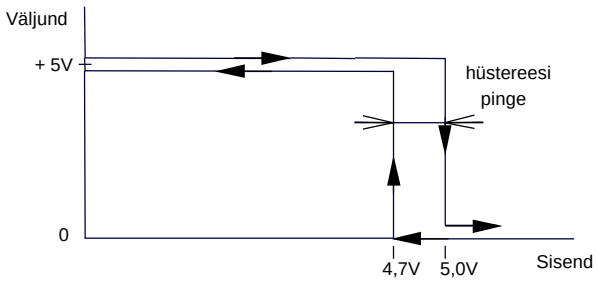


Joon. 4.3.24

sõltuvana väljundsignaali olekust kaks rakendusnivood. Siin määratakse alumine rakenduslävi 4,76 voldiga eeldusel, et väljundpinge on maa potentsiaaliga (kõrge sisendnivoo). Kui väljundis on +5V, siis lävi määratakse 5 voldise nivooga. Tõenäosus, et tekiks väljundsignaali värelemine, on siin väiksem (joon. 4.3.25). Lisaks sellele kindlustab positiivne TS kiire väljundpinge muutuse sõltumata sisendpinge muutuse kiirusest. Kiiruse tõstab veelgi 10..100pF kondensaator, paralleelne takistiga R_3. Sellist skeemi nimetataksegi Schmidti trigeriks. Väljundpinge nivoo sõltub sisendpingest ja eelmisest olekust - ilmneb nn hüstereesi efekt (joon. 4.3.26).



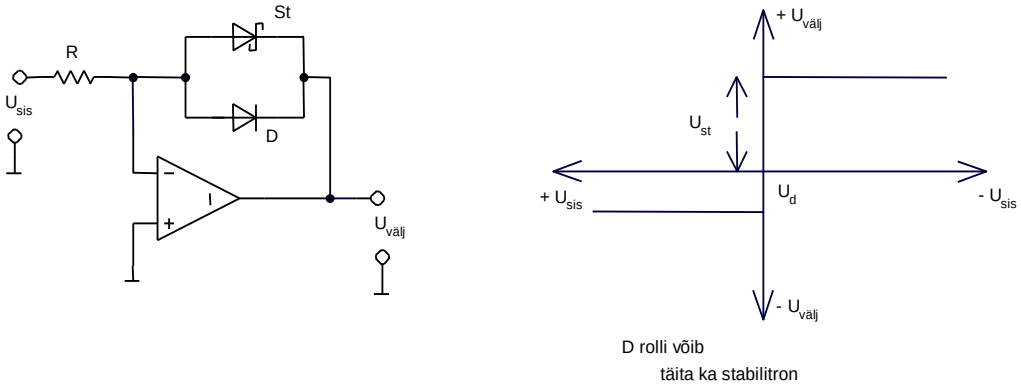
Joon. 4.3.25



Joon. 4.3.26

4.3.10 Nulldetektor

Paljudes süsteemides on vaja avastada signaali nullist läbimise momendid. Nii näiteks kasutatakse seda detektorit signaali suhtelise faasi määramiseks. Vaatleme skeemiosa jooniselt 4.3.27.



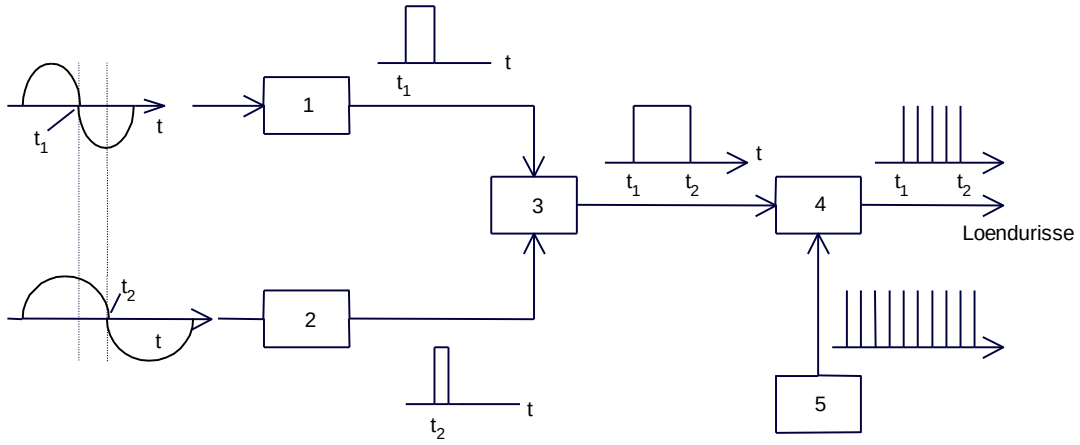
Joon. 4.3.27

Kui sisendpinge on suurem nullist, fikseeritakse väljundpinge avatud dioodil D_1. Sisendpinge lähenemisel nullile kaotab diood D_1 oma päripingelise eelpingestuse. Stabilitron aga veel ei juhi voolu. Seetõttu kui sisendpinge läbib nulli, on võimendi võimendustegur pea sama kui võimendustegur ilma tagasisideta. Sellega saavutatakse kõrge täpsus signaali nullist läbimise avastamiseks. Kui sisendsignaal kaldub negatiivse suuna poole, seadistub võimendi väljundsignaal stabilitroni läbilöögipinge (stabiliseerimispinge) tasemele. pinge muutudes negatiivsest väärtusest positiivseks muutub väljundpinge +stabilitroni pingest kuni -dioodi pingeni.

Sisuliselt on siin tegemist lihtsa pingekomparaatoriga.

4.3.11 Faasdetektor

Arendame edasi faasimõõtmise ideed nulldetektorite abil. nagu nähtub jooniselt 4.3.28, on skeemis tegemist tugisignaaliga, mille



1,2 - nulldetektorid
3 - strobimpulsside generaator
4 - väljavõtete (valimi) ventiil
5 - impulssgeneraator

Joon. 4.3.28

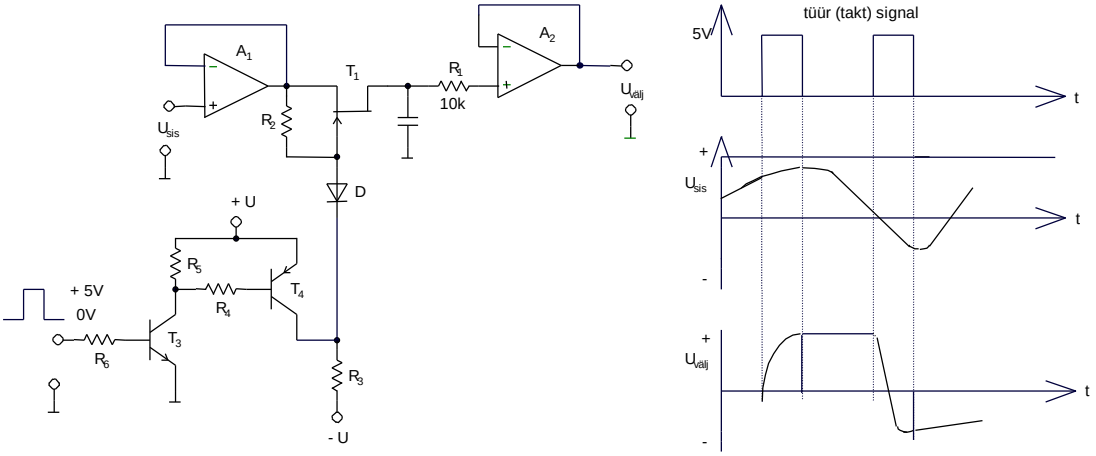
suhtes soovitakse hinnata testsignaali faasi. Nulldetektorite 1 ja 2 väljundsignaalid joonisel toodud kujul saadakse eelmise joonisel toodud skeemi väljundsignaalide diferentseerimisel. Faasierinevuse mõõtmine taandub siin nullist läbimiste ajavahemiku $t_2 - t_1$ mõõtmisele. Strobimpulsside generaator realiseerub trigeri abil, mis reageerib impulsile ajamomendil t_1 ja lülitub taas ümber ajamomendil t_2. Seega saadakse strobimpulsi kestvuseks $t_2 - t_1$ sekundit. Strobimpulss avab impulsside valimi (väljavõtte) ventiili, mille kestel lastakse läbi loendurile suubuvad püsisagedusega

impulsid. Loendatud impulsside arv on seega võrdeline test- ja tugisignaali faasierinevusega. Kui on teada impulssgeneraatori poolt määratav proportsionaalsuse tegur K, saame faasierinevuseks radiaanides

$$\Delta\varphi = \omega_{tugi}\left(t_2 - t_1\right) = K{*}impulsside\ arv.$$

4.3.12 Pinge väljavõtete (valimi) realiseerimis- ja säilitusskeem

Siin on tegemist tippdetektori modifitseerimisega andmetöötluse eesmärgil, digitaalsetes juhtimis- või sidesüsteemides, Skeemi ülesandeks on tagada kondensaatori kiire laadumine sisendpinge väärtuseni ja selle pinge väärtuse säilitamine aja jooksul, millal toimub analoogsignaali muundamine arvkoodiks analoog-digitaalmuunduris. Vaatleme siin ühte võimalikest lahendustest (joon. 4.3.29), mis tagab mõõduka täpsuse



Joon. 4.3.29

ja hea töökiiruse. Puhvervõimendi A_1 annab avatud väljatransistorvõtme korral laenguvoolu kondensaatorile C. Väljatrasnsitorsisenditega võimendi A_2 on väljundpuhvriks, vähendades kondensaatori tühjenemisvoolu. Võimendi on vajalik kondensaatori laengu pikemaajaliseks säilitamiseks. Takisti R_1 eraldab kondensaatori võimendi sisendist, vältimaks kondensaatori laengu otsest sisendisse kandumist toitepinge väljalülimisel. Transistorid T_3 ja T_2 töötavad võtmereziimis. Nende väljalülitatud asendis rakendub miinus-toitepinge p-n siirdega väljatransistori paisule (G), avatud olekus aga mõjub paisu ühendus neeluga (D) üle 1...10 megaoomilise takisti R_2. Seda seepärast, et transistoride avatud olekus sulgeb + polaarsusega pinge (toitepinge üle T_2) dioodi. T_3 ülesandeks on taktsignaali sisendi sobitamine TTL mikroskeemidega.

Niisiis, taktsignaali kõrge nivoo korral (1-le vastab TTl skeemides 2,4...4,5 V) avanevad transistorid T_3 ja T_2, ning väljatransistori pais ühendub üle R_2 neeluga. Väljatransistor avaneb ja võimendi A_1 väljundsignaal üle T_1 laeb kondensaatori sisendpinge väärtuseni. Kondensaator laadub +sisendsignaali korral kiiremini kui miinus-sisendsignaali korral kuna väljatransistori läbiva voolu maksimaalväärtus ühendatud paisu-neeluga on siis suurem. Mõlemi polaarsusega signaali korral tuleks valida transistor, mille pais on sümmeetriline neelu ja allika suhtes (sellele vastab difusioon-väljatransistor). Tüürpinge (taktsignaal) peab olema rakendatud küllalt pika aja jooksul, tagades kondensaatori laadumise sisendsignaali amplituudiväärtuseni välja. Valimi kestvus peab olema vähemalt

$$10\left(R_{väljA_1} + r_{allikas-neel}\right)C\ .$$

Kui tüürpinge on null, sulguvad bipolaarsed transistorid, väljatransistori paisupinge läheneb miinus-toitepingele ja väljatransistor sulgub samuti. Algab väljundsignaali hoidmise periood. Väljundpinge jääb peaaegu samale nivoole, kui oli sisendpinge viimane väärtus - kuni järgmise väljavõtte perioodini. Kõndensaator kotab selle aja jooksul mõnevõrra oma laengu, tühjenedes üle sulgunud väljatransistori ja enda lekkejuhtivuse, samuti teise võimendi sisendvoolu tõttu. Vastav pinge vähenemine on määratav seosega

$$\Delta U_{C\,hoidm} = I_C t_{hoidm}/C\ ,$$

kus I_C *on lekkevoolude summa*. Suuremahtuvuselise kondensaatori korral tuleb valida see kõrgekvaliteedilise isolatsioonimaterjaliga (tefloon, polüetüüleen, polükarbonaat dieelektrikuga).

Ülaltoodud põhimõttega skeeme valmistatakse ka integraalskeemidena; kondensaator tuleb neile lisada mikroskeemiväliselt.

Vaatleme siin ühe arvutusnäite. Olgu vajalik lahendada ülalatoodud skeemile vastav väljavõtteid realiseeriv skeem järgmiste lähteandmetega: Toitepinge ±15V; A_1 ja A_2 OV TI TL081; trasnsistoride andmed $U_{ke0} = 40V, \beta = 40, U_{ke\,küll} = 0{,}5V, U_{be\,küll} = 0{,}7V$;

väljatransistori andmed $U_{pl\,\max} = 30V, I_{al\,küll} = 20mA, I_{pl\,küll} = 50pA, r_{al} = 100oomi0V$ väljundvool 20 mA;

Maksimaalne hoidmisaeg 10 ms, hoidmise viga ±0,1%.

$$C = I_C t_{hoidm} / dU_{hoidm}; \quad I_C = I_{nihke\,A_2} + I_{CT_1\,su\lg e} = 200pA + 40pA;$$

$dU_{hoidm} = 0{,}1\% U_{sis\,\max} = 0{,}1\%(10V) = 0{,}01V; \quad C = (240pA * 10ms)/0{,}01V = 240pF$.

Arvestades veel võimalike lisalekkevooludega, kolmekordistame saadud tulemust. Kuna mahtuvus pole väga suur, valime hõbetatud plaatidega vilgukivi kondensaatori, $C = 750pF$.

$t_{va\,\lim} = 2C_{sis} / I_{välj\,A_1}$, $t_{va\,\lim} = 10C\left[R_{välj\,A_1} + r_{an\,T_1\,avatud}\right]$

$t_{va\,\lim} = 2U_{sis} / U_{A_1}$.

Kuna $U_{välj}$ *muutub* $+U_{sis}$ *kuni* $-U_{sis}$, *siis* $t_{va\,\lim} \geq 750\,pF(20V)/20mA = 7{,}5\mu s$ *ehk*

$t_{va\,\lim} \geq 10(750\,pF)100\Omega = 0{,}75\mu s$ *ehk* $t_{va\,\lim} \geq 20V/\mu s = 1{,}54\mu s.$

Seepärast $t_{va\,\lim}$ *peab olema suurem* $7{,}5\mu s$. *Ülejäänud arvutused puudutavad võtme reziimis transistoori* :

Võtame $R_2 = 1M\Omega,$

$I_{CT_2} = I_{CT_3} = 1mA:$

$R_3 = \left[2(+U) - U_{ke\,küll\,T_2}\right] / I_{C_2} = 29{,}5V/1mA = 29{,}5k\Omega$

$R_4 = \left(+U - U_{be\,küll\,T_2} - U_{ke\,küll\,T_3}\right)\left(I_{CT_2} / \beta_{\min T_2}\right) = 560k\Omega$

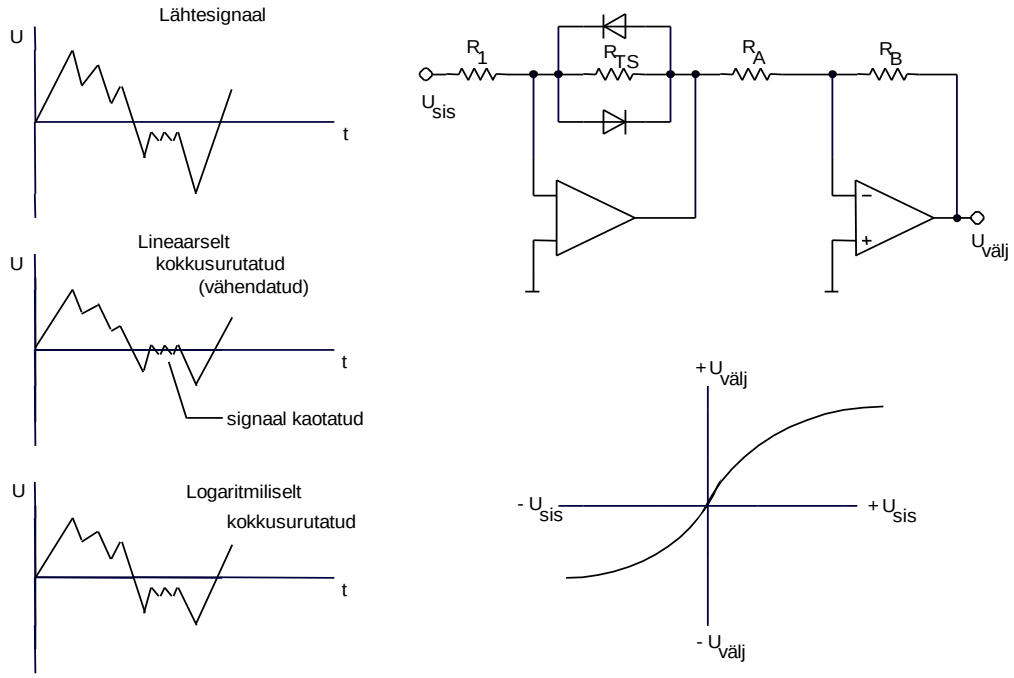
$R_5 = \left(+U - U_{ke\,küll\,T_3}\right) / I_{CT_3} = 14{,}5V/1mA = 14{,}5k\Omega$

$$R_6 = \left(U_{juht} - U_{be\,küll\,T_3}\right) / \left(I_{CT_3} / \beta_{\min T_3}\right) = (5V - 0{,}7V) / (1mA/40) = 172k\Omega.$$

4.3.13 Signaali kokkusurumine ja avardamine

Kui signaaali dünaamiline diapasoon on väga suur - näiteks kõrgekvaliteedilises heliülekande traktides - on oluliseks võtteks signaali esialgna kokkusurumine saatepoolel ja hilisem avardamine vastuvõtu poolel. Siin ei ole lahenduseks signaali amplituudi lineaarne vähendamine, kuna madalanivoolised signaalid vähenedes kattuvad lõpuks skeemisiseste müradega. Siin tuleb kasutada logaritmilise seaduspärasusega kompressorit ja eksponentsiaalse seaduspärasusega ekspanderit. Vaatleme joonisel 4.3.30 toodud

Analog R R H

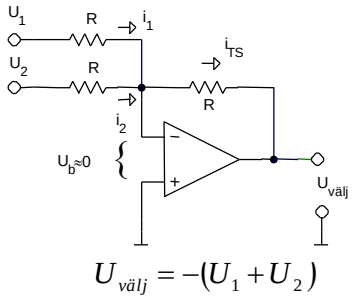


Joon. 4.3.30

skeemi. Toodud lahendus on kahepoolne - kui üks diood on avatud, on teine suletud. Tegemist on kahepoolse logaritmilise muunduriga, mille erinevuseks on see, et siin pole ülekande katkemiskohta nulli piirkonnas nagu see on omane logaritmilisele funktsioonile. Tagasiside takisti on lõpliku võimendusteguri (tagasiside) tagamiseks väga väikestel signaalidel. Saame joonisel toodud läbivkarakteristiku. Kui ühendada dioodid paralleelselt takistiga R_1, saame signaali avardava skeemi. Avardajat kasutatakse, nagu varem öeldud, kompresseeritud signaali korral; lisaks kasutatakse signaali avardajat ka juhul, kui on vaja eristada amplituudilt vähe erinevaid madalanivoolisi signaale.

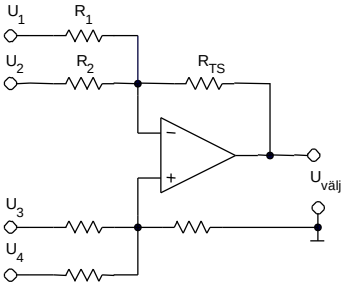
4.3.14 Summaator OV-I

Vaatleme inverteeriva summaatori skeemi (joon. 4.3.31).

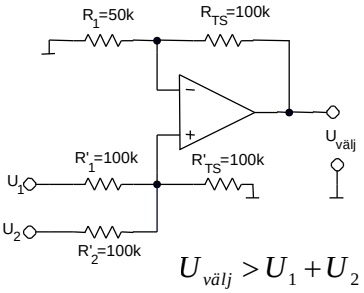


$$U_{välj} = -(U_1 + U_2)$$

Joon. 4.3.31



Joon. 4.3.32[18]



$$U_{välj} > U_1 + U_2$$

Joon. 4.3.33

Lugedes OV sisendtakistuse väga suureks ja sisendnihkevoolu väga väikeseks võrrelduna tagasisideahela vooluga, saame Kirchoffi seaduse kohaselt, et

$$I_1 + I_2 = I_{TS}.$$

Kui võimendi võimendus ilma tagasisideta on ka väga suur, siis sisendite potentsiaalide vahe $U_d \approx 0$, saame

$$I_1 = U_1/R_1; \quad I_2 = U_2/R_2; \quad I_{TS} = -U_{välj}/R.$$

Korrutades võrrandi mõlemad pooled R-ga, saame ümber kirjutatuna

$$U_{välj} = -(U_1 + U_2).$$ Analoogselt saab koostada summaatori

suvalise arvu sisenditega. Summaatorid võivad töötada nii alalispingetega kui ka vahelduvpingetega sisendeis. Viimasel juhul asendatakse U pingega $U_m \cos \omega t$; pingete sünfaassuse korral võib piirduda kas pinge tippväärtuste või efektiivväärtustega.

Võib ka koostada summaatori pingete liitmiseks erinevate kaaludega. Vahekorrad leitakse seosest

$$U_1/R_1 + U_2/R_2 + U_3/R_3 + \ldots = -U_{välj}/R_{TS}.$$ Siit võib avaldada nii

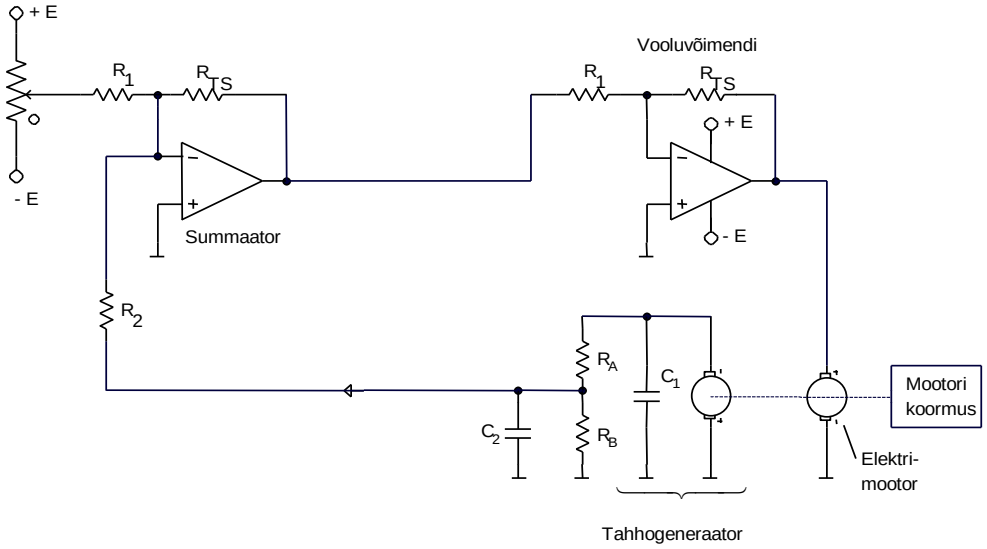
väljundpinge kui ka leida vajalikud takistused etteantud sisendpingete kaaluvahekordade järgi.

Analoogselt saab koostada summaator - lahutaja (joon. 4.3.32) ja ka mitteinverteeriva summaatori (joon. 4.3.33), mis on summaator-lahutaja erijuhuseks. Selle kohta järgmine seletus. Olgu
vaja saada $U_{välj} = U_1 + U_2$. Anname $R'_{TS} = R'_1 + R'_2$ ja $R_1 = R_{TS}/n$. Siin on n - sisendite arv, $n = 2$. Inverteeriva sisendi signaal on antud juhul null.

[18] $U_{välj} = U_3(R'_{TS}/R'_1) + U_4(R'_{TS}/R'_2) - U_1(R_{TS}/R_1) - U_2(R_{TS}/R_2)$
kui $R_{TS}/R_1 + R_{TS}/R_2 = R'_{TS}/R'_1 + R'_{TS}/R'_2$ (nn. balansi tingimus)

4.3.15 Proportsionaalse tüürimisega juhtskeem

Summaatorid on ideaalsed kasutamiseks võrdelise tüürimise süsteemides. Neis süsteemides väljundpinge (pinge, mis antakse juhitavale elemendile või juhtobjektile) on võrdeline seadepinge (juhtobjekti olekut määrava pinge) ja objekti olekut iseloomustava pinge (objekti tegelikku tegevust peegeldava pinge) vahega. Illustreerime võrdelise reguleerimise põhimõtet alalisvoolu mootori kiiruse reguleerimise näitega (joon. 4.3.34). Toodud süsteem



Joon. 4.3.34

sisaldab järgmisi sõlmi:

1. Seadepinge näitab, millises suunas ja millise kiirusega peab mootor pöörlema. Pinge amplituud annab ette vajaliku pöörlemiskiiruse; polaarsus aga pöörlemissuuna.
2. Summeeriv skeem võrdleb seadepinget mootori olekut järgiva pingega ja formeerib seadepinge ja järgiva pinge vahega (erinevusega) võrdelise signaali. Vastavat pinget (signaali) nimetatakse veapingeks (veasignaaliks).
3. Vooluvõimendi (booster) mida tihti nimetatakse ka servovõimendiks, tagab mootori toitmise selleks vajaliku vooluga. Meie näites peab olema tagatud võimalus mõlemasuunaliseks vooluks.
4. Mootorina kasutatakse püsimagnetitega reverseeritavat alalisvoolumootorit; võib ka kasutada paralleelergutusega mootorit.
5. Signaal, mis on võrdeline mootori töökiirusega. Selle genererimiseks kasutatakse tihti väikest püsimagnetiga generaatorit, nn tahhomeetrilist andurit (tahhogeneraatorit). Selle võll on vahetult või ülekande abil ühendatud mootori võlliga. Võib kasutada nii alalisvoolu kui ka vahelduvvoolu andurit; siin näites on variant alalisvoolu tahhogeneraatoriga (seetõttu saadakse läbi ilma alaldita). Tahhogeneraatori väljundpinge on võrdeline pöörlemiskiirusega, väjundpinge polaarsus sõltub pöörlemissuunast. Andur tuleb ühendada nii, et tahhomeetri väljundpinge oleksjuhtsignaaliga vastupidise polaarsusega. Kondensaatorid on skeemis anduri harjamürade vähendamiseks, vajaduse korral võib takistusega vähendada anduri väljundpinget.

Skeem töötab järgmiselt:

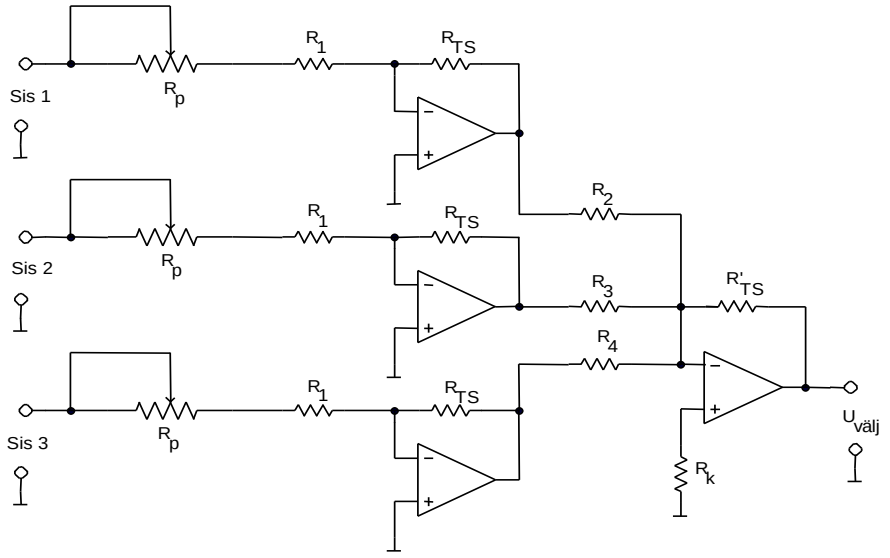
1. Seadepinge seadistatakse nii, et ta vastaks vajalikule pöörlemiskiirusele ja suunale.
2. Kui seadepinge erineb jälgivast pingest, tekib veasignaal, mis antakse summaatori sisendisse. Summaator võimendab veasignaali (võimendus määratakse suhetega R_{TS}/R_1 ja R_{TS}/R_2), mis omakorda antakse vooluvõimendisse.
3. Vooluvõimendi kindlustab mootori tööks vajaliku voolutugevuse ja polaarsuse, millised on vajalikud mootori käivitamiseks või siis vajalikule kiirusele reguleerimiseks (suuna tagamiseks).
4. Mootor veab tahhogeneraatorit, mille väljundis saadakse mootori kiirust ja suunda järgiv pinge, mis on seadepingega vastasfaasis.
5. Järgiv pinge, mis antakse takisti R_2 kaudu tagasi summaatori sisendisse, kompenseerib osa seadepingest, kuna need pinged on vastasfaasis. Kui järgiv - ja juhtpinge vahe (veasignaal) saavutab küllalt väikese väärtuse, tekiv tasakaaluolukord ning mootor hakkab pöörlema püsiva kiirusega. Ei maksa püüda realiseerida süsteemi nii, et tahhogeneraatori pinge kompenseeriks täielikult seadepinge, sellisel juhul veasignaal muutub nulliks ja mootor seiskub. Tegelikult siiski hakkab mootor siis seiskuma, kord ühtepidi, siis teispidi pöörlema. Süsteem kaotab stabiilsuse. Veasignaali vähenemine on saavutatav võimendusteguri suurendamisega (tagasiside muutmisega), mis lõpuks põhjustabki süsteemi püsivustingimuse (stabiilsuse) kaotamise. Seega summaatori takistuste suhe ja tahhomeetri väljundpinge peavad olema seatud nii, et jälgitava pinge ja seadepinge summeerimisel nad kompenseeriksid teineteist niivõrd, kuivõrd on vajalik süsteemi sujuvaks tööks.

Võrdelise reguleerimise seaduspärasus võimaldab juhtida mootori kiirust selliselt, et see jääks püsivaks võlli mehhaanilise koormuse muutuste korral. Oletame näiteks, et mootor pöörleb ühtlase kiirusega ja siis koormus tema võllil järsku suureneb. See viib esialgse kiiruse languseni, mis omakorda vähendab tahhomeetri väljundpinget. See tähendab, et järgiv pinge
väheneb, seadepinge aga jääb endiseks. Seega veapinge suureneb, see võimendatakse ja antakse mootorile, mille tulemusel mootori kiirus kasvab niikaua, kuni saabub uus tasakaalumoment, kus kiirus on peaaegu sama mis ennemgi. Koormuse vähenemise korral tekkiv protsess on vastupidine, takistades kiiruse kasvu.

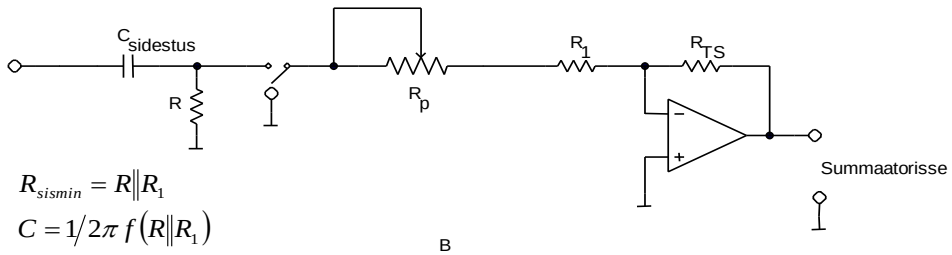
Toodud näide on vaid üks võimalustest summeerivate skeemide kasutamiseks võrdelistes tüürsüsteemides. Sarnaseid reguleersüsteeme kasutatakse näiteks antennide, mitmesuguste ventiilide distantsjuhtimisel. Sarnane põhimõte realiseerub ka pinge ja voolu kompensatsioonstabilisaatorites.

4.3.16 Signaalide mikser

Teiseks näiteks summaatorite kasutamise kohta on helitehnikas kasutatav signaalide segusti (joon. 4.3.35 A). Selliste skeemidega liidetakse kokku muusikainstrumentide ja solistide signaalid, saaduna erinevatest mikrofonidest, valitakse vastavalt vajadusele nende osakaalud ning saadetakse ühisesse võimsusvõimendisse. Võib kasutada vahelduvsignaalide sidestust ja osade signaaliallikate väljalülimist nagu on toodud joonisel 4.3.35 B.



A



$R_{sismin} = R \| R_1$

$C = 1/2\pi f\left(R \| R_1\right)$

$f = f_{min}$

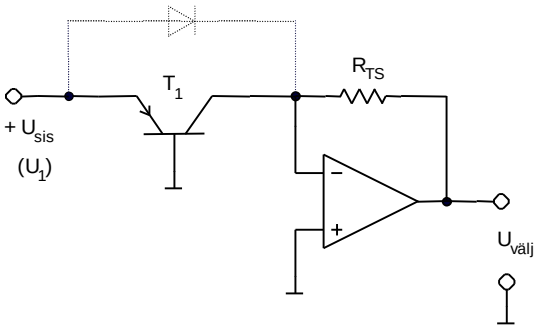
B

Joon. 4.3.35

4.3.17 Korrutus- ja jagamisskeemid OV-l

Siin lähtutakse sellest, et korrutise logaritm on korrutatavate logaritmide summa ja jagatise logaritm - vahe. Lisaks on tulemuse saamiseks vaja võtta veel antilogaritm - teisiti öeldes on vaja leida logaritmi eksponentsiaalne väärtus, kuna kehtib

$e^{\ln x} = x$. Antilogarimimise (eksponendi võtmise saame logaritmimise skeemi alusel, kus on vahetatud ära sisendis oleva takisti ja tagasiside transistori asukohad (joon. 4.3.36). nii saame, võttes aluseks, et



$$I_k = I_{e0}\left(e^{qU_{be}/kT} - 1\right)$$
$$I_k \approx I_{e0} e^{qU_{be}/kT}$$

Joon. 4.3.36

$U_{välj} = R_{TS} I_{TS} = -R_{TS} I_C$. Nii saame

$$U_{välj} = R_{TS} I_{e0} e^{qU_{be}/kT} = -R_{TS} I_{e0} e^{qU_1/kT}.$$

See on sama, mis

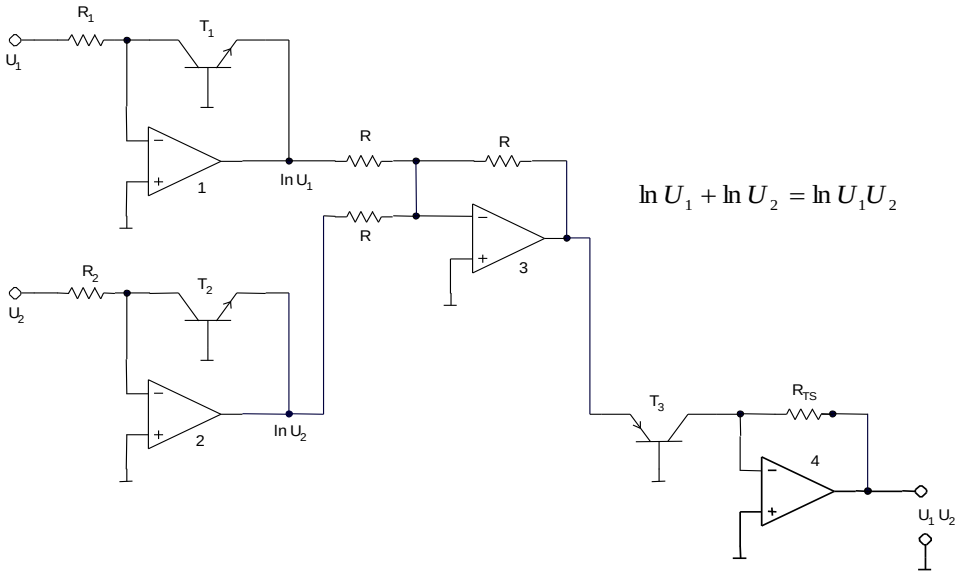
$$U_{välj} = -R_{TS} I_{e0}\,\text{antilg}\left(U_{1q}/kT\right).$$

Siin vool I_{e0} on baasi-emitteri vool väikese vastupingestuse ja lühistatud baasi-kollektori korral (soojuslekkevool); q -elektroni laeng; k - Boltzmanni tegur.

Nii logaritmimise kui ka astmesse võtmise skeemides kasutatakse transistori asemel ka dioode (võites mõnevõrra lihtsuses, kaotades ülekande dünaamilises diapasoonis) Antilogaritmimisel saame

$$U_{välj} = -R_{TS} I_0\,\text{antilg}\left(U_{1q}/kT\right).$$

Korrutamisel saame siis sellise tehte: $\ln(a*b) = \ln a + \ln b$. Vastav skeem on toodud joonisel 4.3.37. L.M. Faulkenberry täpsustatud



$$\ln U_1 + \ln U_2 = \ln U_1 U_2$$

Joon. 4.3.37

käsitluse järgi saame logaritmimise skeemides väljunpingeteks

$$U_{välj1} = (kT/q)\ln(U_1/R_1) - (kT/q)\ln I_{01};$$
$$U_{välj1} = (kT/q)\ln(U_1/R_1) - (kT/q)\ln I_{02}.$$

Muide, siin liige,seotud soojusliku lekkevooluga I_0, iseloomustab temperatuuri mõju logaritmimise väljundsuurusele. Varem vaadeldud logaritmimiseskeem transistori paariga võimaldab seda mõju välistada.

Summaatori väljundpingeks tuleb

$$U_{välj3} = (kT/q)\left[\ln(U_1/R_1) + \ln(U_2/R_2) - \ln I_{01} - \ln I_{02}\right].$$

Kogu skeemi väljundpingeks on

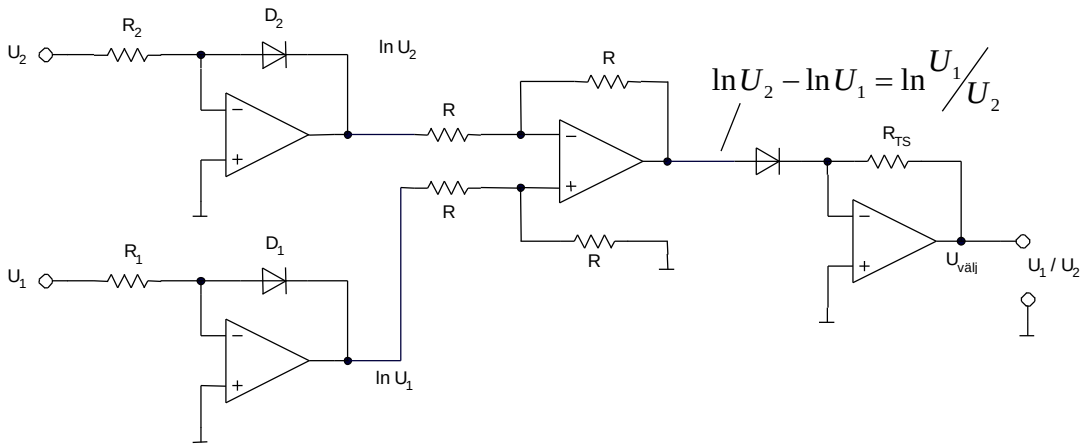
$$U_{välj} = R_{TS} I_{03}\,\text{antilog}\left[\ln(U_1/R_1) + \ln(U_2/R_2) - \ln I_{01} - \ln I_{02}\right] =$$

$$= \left(R_{TS} I_{03}/R_1 R_2 I_{01} I_{02}\right) U_1 U_2$$. Kui tagatakse $R_{TS} I_{03} = R_1 R_2 I_{01} I_{02}$, siis

saame, et $U_{välj} = U_1 U_2$.

Siin I_0 - emitter-baasi vool ≈ I_{e0}; Voolud I_0 peavad olema omavahel lähedased ja nad on väga lähedased emitteri vastuvoolule I_{e0}, saaduna emitteri nõrgal vastupingestusel.

Jagamisel on vaja võtta kahe logaritmi vahe. Vastav skeem on toodud joonisel 4.3.38.



Joon. 4.3.38

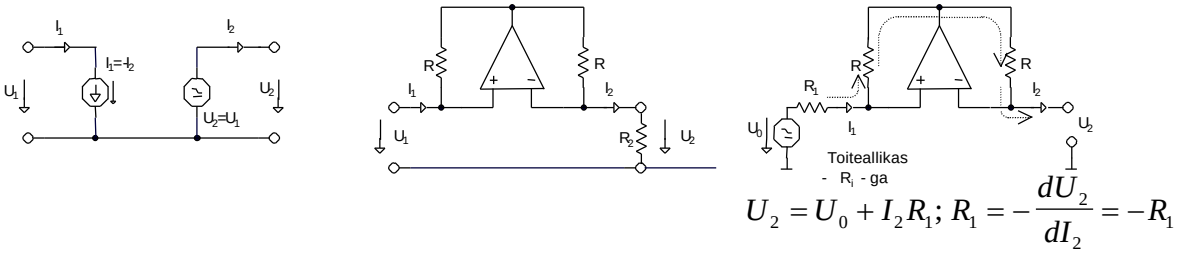
Tööstus (näit. Analog Devices, Inc.) toodab nii kõrgekvaliteedilisi korruteid kui ka jagajaid integraalsel kujul. Eristatakse seadmeid, mis töötavad kahes kvadrandis (ühepolaarsete signaalidega) või neljas kvadrandis (võimaldavad mõlemipolaarsusega signaale).

4.4 Aktiivfiltrid

Alustame sissejuhatust aktiivfiltritesse takistuste muunduritest. Nii näiteks gürator muundab kondensaatori induktiivsuseks - ja pole raske ette kujutada, et sellisel juhul saamegi LC filtri ühe näite RC elementide baasil.

4.4.1 Negatiivse takistuse muundur (NIC) ja gürator

Negatiivse takistuse või toiteallikas negatiivse sisetakistuse tekitamiseks saab kasutada vastavaid skeemilisi lahendusi, milliseid nimetatakse negatiivse takistuse muunduriteks. Vastav aseskeem ja muundurit realiseeriv skeem on toodud joonisel 4.1.1.



$$U_2 = U_0 + I_2 R_1;\ R_1 = -\frac{dU_2}{dI_2} = -R_1$$

Joon. 4.4.1

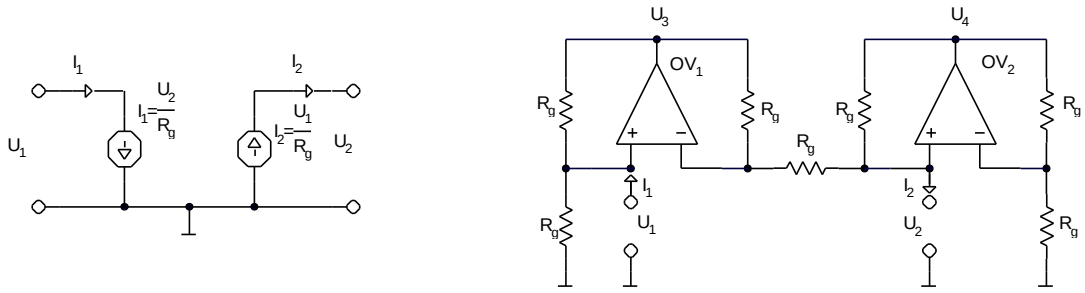
Kirjutame välja idealiseeritud võrrandid

$U_1 = U_2 + 0 * I_2$ ja $I_1 = 0 * U_2 - I_2$. Need võrrandid vastavad pingega

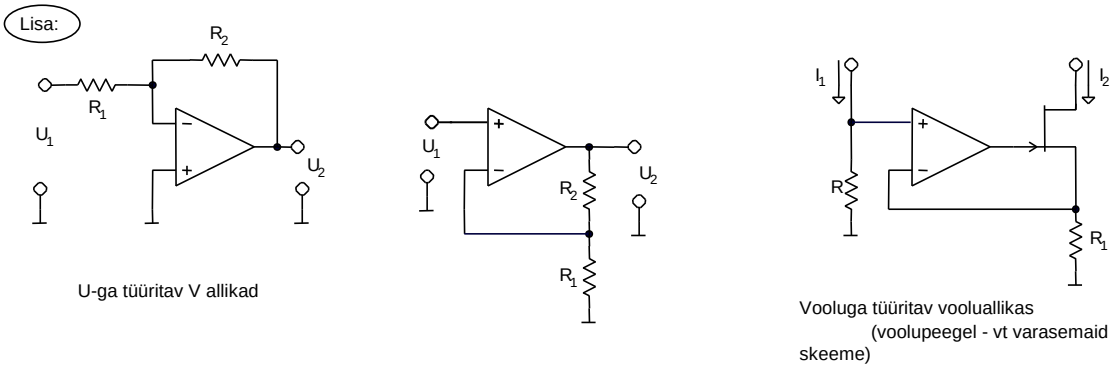
tüüritavale pingeallikale ja vooluga tüüritavale vooluallikale (vt aseskeem). Need allikad on realiseeritavad, nagu põhimõtteskeemist nähtub, ühe OV baasil. Idealiseeritud olukorras on sisendpotentsiaalid võrdsed, seega ka $U_1 = U_2$. OV väljundpinge on määratud siis $U_{välj} = U_2 + I_2 R$. Seejuures võimendi sisendvool on,nagu nõutud

$I_1 = \left(U_{välj} - U_2\right) \big/ R = -I_2$. Nii saamegi, et skeemi sisendtakistus $U_1 / I_1 = -R_2$. Kuna on tegemist nii + kui - tagasisidega, tuleb järgida püsivuse tagamist skeemis; siin on see tagatud, kui $R_1 < R_2$. (need takistused on külgeühendatud skeemide sisetakistused).

Güratori aseskeem ja põhimõtteskeem on toodud joonisel 4.4.2.



Joon. 4.4.1



U-ga tüüritav V allikad

Vooluga tüüritav vooluallikas (voolupeegel - vt varasemaid skeeme)

Töö siin tugineb kahele pingega tüüritavale vooluallikale.Kirjutame välja sõlmpingete meetodil OV sisendites kehtivad seosed:

$$(+)\quad P_1:\ \left(U_3-U_1\right)/R_g-U_1/R_g+I_1=0$$
$$(-)\quad N_1:\ \left(U_3-U_1\right)/R_g+\left(U_2-U_1\right)/R_g=0$$
$$(+)\quad P_2:\ \left(U_4-U_2\right)/R_g+\left(U_1-U_2\right)/R_g-I_2=0$$
$$(-)\quad N_2:\ \left(U_4-U_2\right)/R_g-U_2/R_g=0.$$

Elimineerides võrranditest U_3 ja U_4, saamegi pingega tüüritavad v-allikad:

$I_1=U_2/R_g$ ja $I_2=U_1/R_g$.

Vaatleme güratori rakendusi. Lülitame paremal olevatele klemmidele takistuse R_2. Kuna pinge U_2 ja voolu I_2 märgid langevad kokku, saame aktiivtakistuse korral

$I_2=U_2/R_2$. Paneme saadud tulemuse eelnenud võrrandisse, saades

$U_1=I_2R_g=U_2R_g/R_2$ ja $I_1=U_2/R_g$. Siit tuleneb, et

vasakpoolne güratori sisendtakistus $R_1=U_1/I_1=R_g^2/R_2$. Seega saame

pöördvõrdelise sõltuvuse sisendtakistuse ja koormustakistuse vahel.
Sama kehtib ka kogutakistuse Z kohta. Kui aga panna koormuseks kondensaator, saame

$Z_1=R_g^2*j\omega C_2$, mis teisiti kirjutades annab $L_1=R_g^2C_2$.

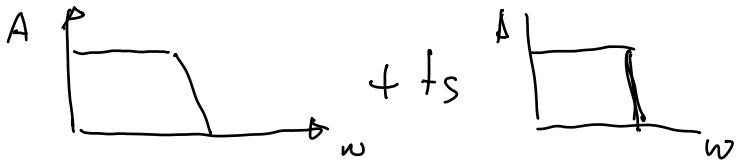
Nii saame näiteks 1 mikrofaradise kondensaatori ja 10 k-oomilise takistuse R_g korral 100 henrise induktiivsuse! Induktiivsuse hüve on määratud güratori sisenditele ühendatud takistitega R_v :

$Q=R_v/R_g$. Reaalsetes skeemides tuleb arvestada ka võimaliku faasinihkega, mis piirab güratori kõrgsageduslikku rakendust.

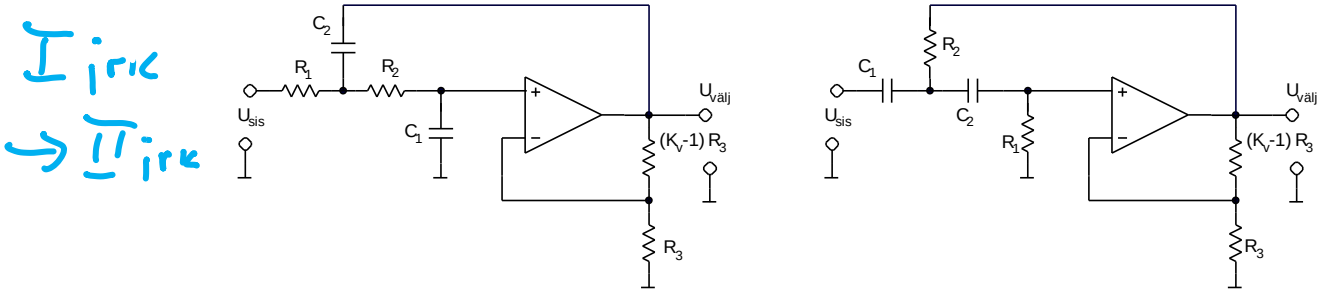
4.4.2 Sallen ja Key filter

1955. aastal konstrueeritud positiivse tagasisidega Salleni ja Key filter[19] (joon. 4.4.3) on levinud ka tänapäeval. Selle põhjuseks on suhteliselt lihtne filtrite struktuur ning arvutus tänu paljudes raamatutes [näiteks S.M. Mitra Analysis and Synthesis of Linear Active Network, John Wiley & Sons] olevatele andmetele. Filtrite töö on puht intuitiivselt tajutav - positiivse tagasiside signaali suurenedes (amplituudkarakteristiku

[19] Neid filtreid kutsutakse ka VCVS - voltage controlled voltage source filtriteks



murdekohale lähenedes) hakkab vaadeldav aktiivfilter erinema oma passiivvariandist, tänu võimendist tagasiantavale signaalile muutub sageduskarakteristik murdekoha juures tunduvalt järsemaks. Filtrite sünteesi võib lihtsustada, valides võimendusteguriks ühe või valides võrdsed elemendid $\left(R_1 = R_2 = R \text{ ja } C_1 = C_2 = C\right)$. Viimasel juhul saab siis



Joon. 4.4.2

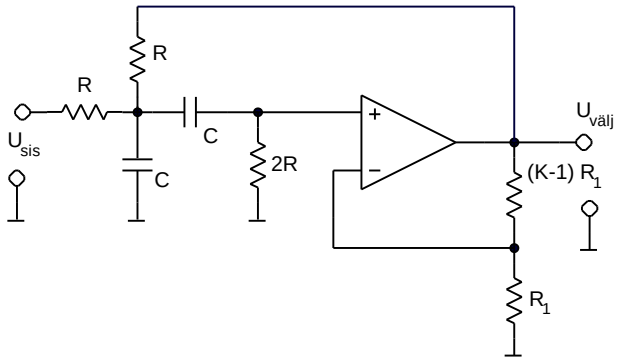
võimendusteguri valikuga määrata pooluste hüved - seega määrata, millise filtritüübiga (vt passiivfiltrid) on tegemist. Sõltuvalt pingevõimendustegurist saame järgmised filtritüübid:

Tüüp	Kriitilise sumbuvusega	Besseli	Butterworthi	Tšebõševi
K_u	1,000	1,268	1,586	2,234

Võimendusteguri $K_u = 3$ korral saame filtri asemel generaatori töösagedusega $f = 1/2\pi RC$. Toodud filtrid olid teist järku filtrid.

Ülalvaadeldud filtritüüpide eeliseks on nende lihtsus, puuduseks aga suur tundlikkus skeemiparameetrite muutuste suhtes. Seetõttu stabiilsust vajavates lahendustes eelistatakse keerukamaid, güratronidele või negatiivsele tagasisidele tuginevaid filtreid. Neid me siinkohal lähemalt ei käsitle.

Teatavasti võib konstrueerida madal- ja kõrgpääsfiltrite baasil ka rbafiltreid. Laskumata teoreetilistesse selgitustesse toome siin ühe näite ülaltoodud positiivse tagasisidega filtri baasil ribafiltri skeemilise lahenduse (joon. 4.4.4). Siin antakse



Joon. 4.4.3

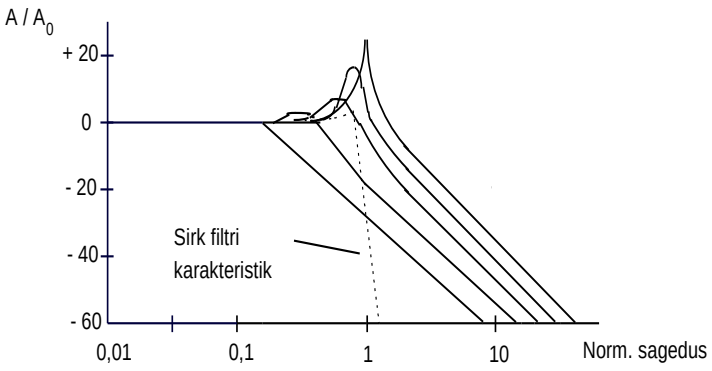
jällegi võimendustegur k pingejaguriga negatiivse tagaside ahelas; filtri resonantssagedus on $1/6{,}28RC$, ülekanne resonantssagedusel on $A = k/(3-k)$, hüve $Q = 1/(3-k)$.

4.4.3 Kõrgemat järku filtrite konstrueerimine

Kui filtrite amplituudkarakteristiku langus ei rahulda, tuleb järsemate languste tagamiseks kasutada kõrgemat järku filtreid. Neid saab konstrueerida kas mitme esimest- ja teist järku filtri järjestikühendusega või otseselt kõrgemat järku filtriga. sünteesiga.

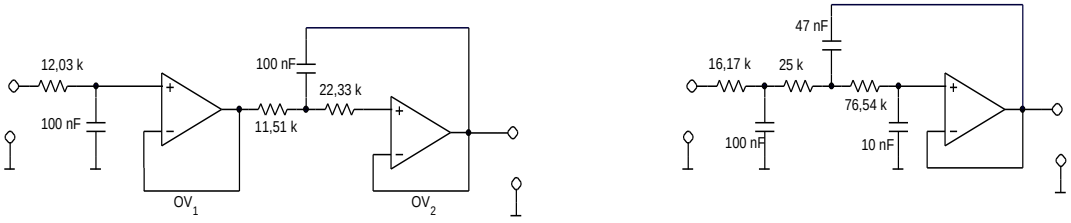
- Filtrite järjestikühendamisel nende ülekandekarakteristikud korrutuvad.
- Siinjuures tuleb aga silmas pidada, et näiteks kahe teist järku Butterworthi filtri järjestikühendus ei anna neljandat järku Buttherworthi filtri. Saame küll neljandat järku, kuid hoopis teise karakteristikuga ja teise lõikesagedusega filtri.
- Selleks, et saada soovitud kõrgemajärgulist filtrit, tuleb selle sünteesil kasutada vastava järgu (ja vastava filtritüübi) koefitsiente [vt näiteks P. Horowitz, W Hill lk 264].
    - Põhimõtteliselt on ükskõik, millises järjekorras on filtrid, üldine sageduskarakteristik sellest ei sõltu.
    - Praktilisest küljest on aga soovitatav vältimaks filtrite ülekoormust, asetada filtrid lõikesageduste kasvamise järjekorras; seega madalaima sageduspiiriga filter esimesena. Põhjus on selles et kõrgema piirsagedusega filtrite pooluste hüved on samuti kõrgemad, sellest tingituna ilmneb sageduskarakteristiku tõus murdesageduse piirkonnas (joon. 4.4.4); skeem võib minna seal küllastusse.

Teine kaalutlus filtrite järjekorra kohta on tingitud minimaalsete mürade tagamise seisukohalt. Sellest lähtudes peaks olema vastupidine järjekord, kuna kitsaima sageduskarakteristikuga filter väljundis vähendab ka eelmiste filterastmete, filtrite mürasi.



Joon. 4.4.4

Kui koostada kõrgemat järku filtreid, millised ei ole üksteisest lahtisidestatud, kujuneb arvutuskäik keerukamaks, kuigi filter ise mõnevõrra lihtsustub (joon. 4.4.5). Siin on toodud 2 võimalust võrdväärsete Besseli 3. järku filtri realiseerimiseks; tingituna tekkivast filtrite vastastikkust mõjust teises variandis, tuleb elementide väärtused, võrreldes OV_1 -ga lahtisidestatud skeemiga, uuesti arvutada.



Joon. 4.4.5

4.4.4 Faasifiltrid

Faasfiltri ülekande üldistatud kuju tuletame madalpääsfiltri ülekandest, asendades selle lugejas olev üks nimetajaga kaaskompleksse avaldisega:

$$A(P)=\frac{\prod_i\left(1-a_iP+b_iP^2\right)}{\prod\left(1+a_iP+b_iP^2\right)}=$$

Meeleletuletuseks

$P = p/\omega_{murde}$

$\sigma = 0 \Rightarrow$

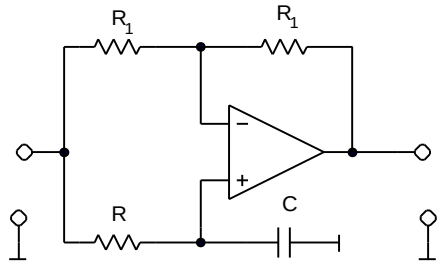
$P = j\omega/\omega_m = j\Omega$

$$=\frac{\prod_i\sqrt{\left(1-b_i\Omega^2\right)^2+a_i^2\Omega^2}\,e^{-j\alpha}}{\prod_i\sqrt{\left(1-b_i\Omega^2\right)^2+a_i^2\Omega^2}\,e^{+j\alpha}}=$$

$$=1\cdot e^{-2j\alpha}=e^{j\varphi},\ \text{kus}\ \varphi=-2\alpha=-2\sum arctg\frac{a_i\Omega}{1-b_i\Omega^2}$$

Sellest tingituna osutub faasfiltri amplituudiülekanne sagedusest sõltumatuks, faasinihe φ aga võrreldes MPF-ga (α) kahekordistub. Faasfiltreid kasutatakse põhiliselt signaalide ajaliseks viiteks. Seejuures on tavaliselt nõutud, et signaal ei moonutuks. Selleks peab olema täidetud ka viite grupiaja võrdsus vaadeldate signaalide spektri ulatuses.

Vaatleme lihtsaima, esimest järku faasfiltri näidet. Joonisel 4.4.6. on toodud selle skeem koos vastavate parameetritega ja ülekandefunktsiooniga.



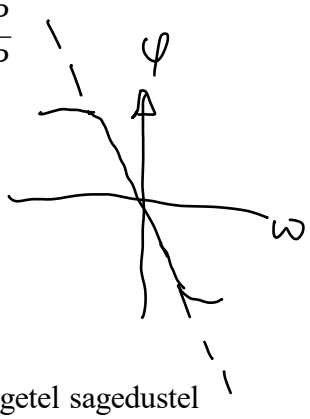
$$A(P)=\frac{1-pRC}{1+pRC}=\frac{1-RC\omega_mP}{1+RC\omega_mP}$$

$$RC=\frac{a_1}{2\pi f_m}$$

$$\tau_{grupi\ MS}=2RC$$

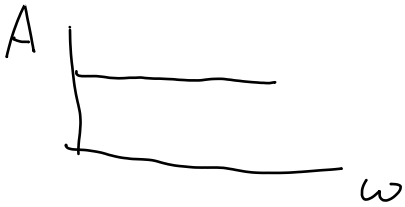
Faasipöörajana: R_{var}:

$$\varphi=-2\,\text{arctg}(\omega RC)$$



Joon. 4.4.6

Pole raske näha, et selle filtri ülekanne madalatel sagedustel on +1, kõrgetel sagedustel on -1, faasinihe on seega 180 kraadi. Kui asja lähemalt uurida, siis selgub, et ülekande moodul võrdub ühega ka kõikidel keskmistel sagedustel.



4.4.5 Universaalsed filtrid

Filtrite teooriast tuleneb, et suvalise teist järku filtri ülekandefunktsiooni saab esitada kujul

$$A(P) = \frac{d_0 + d_1 P + d_2 P^2}{c_0 + c_1 P + c_2 P^2}.$$

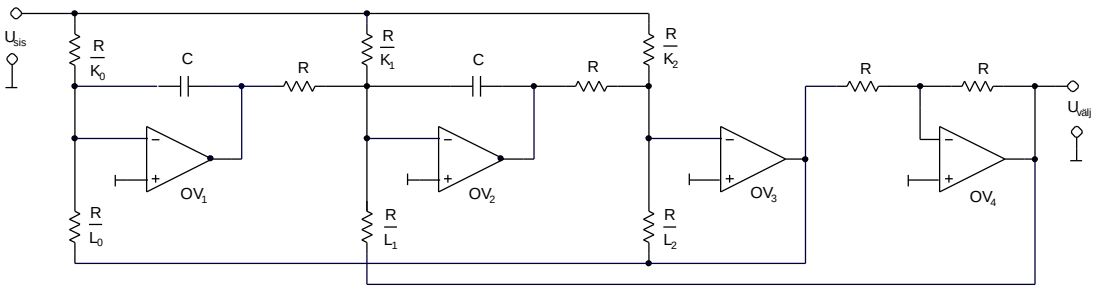
Sellest saab tuletada kõik ülalvaadeldud filtrite tüübid:

- MPF: $d_1 = d_2 = 0$;
- KPF: $d_0 = d_1 = 0$;
- RF: $d_0 = d_2 = 0$
- FF: $d_0 = c_0, \quad d_1 = -c_1, \quad d_2 = c_2$;
- Saab tuletada ka rezektorfiltri, kui $d_1 = 0, \quad d_0 = d_2$.

Lugeja koefitsiendid võivad olla suvaliste märkidega; stabiilsusnõude järgi lugeja koefitsiendid peavad olema positiivsed. Hüve määratakse lugeja koefitsientidega

$$Q = \sqrt{C_0 C_2} / C_1$$

On võimalik koostada universaalne skeem, realiseerimaks ülaltoodud seoste põhimõttel suvalist filtritüüpi (joon. 4.4.7). Selles on iga



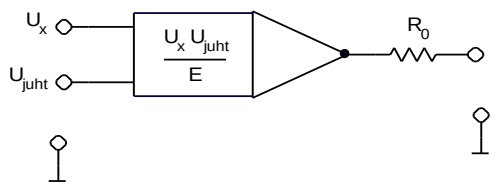
Joon. 4.4.7

koefitsient seadistatav sõltumatuna teistest; vastava teguri seadistuseks kasutatakse ainult üht skeemielementi (takistit). Vastav ülekandefunktsioon on kujul

$$A(P) = \frac{K_0 - K_1 \omega_0 \tau P + K_2 \omega_0^2 \tau^2 P^2}{L_0 + L_1 \omega_0 \tau P + L_2 \omega_0^2 \tau^2 P^2}.$$

Siin ω_0 – *normeeritud sagedus*, $\tau = RC$ – *mõlemi integraatori ajakonstant*. Tegurid k ja l määratakse takistuste suhtega ja on seega alati positiivsed; märgi muutmiseks tuleb lisada inverteeriv võimendi.

On võimalik koostada universaalfiltreid, kus resonantssagedust, hüvet ja ülekannet resonantsagedusel saab häälestada omavahel sõltumatult. Meie kursuse maht ei võimalda neil lähemalt peatuda [vt näiteks U.Tietze, Ch.Schenk'i raamatut], küll aga ühe huvipakkuva momendi filtri häälestuseks annab korruti kasutamine. Nii on võimalik korruti abil häälestada filtrit ümber mitte takistuste muutmisega, vaid pinge muutmisega (joon. 4.4.8).



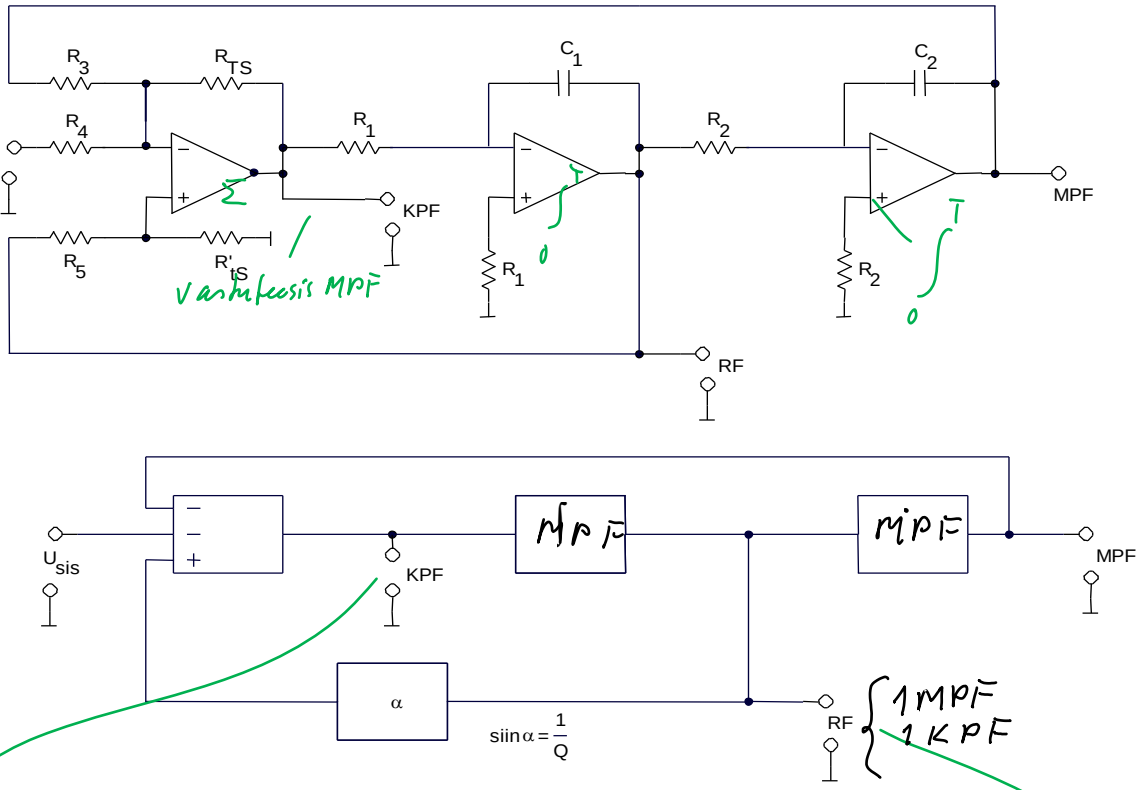
$$R_x = R_0\left(E/U_{juht}\right)$$

$$f_{res} = \left(\frac{1}{2\pi R_0 C}\right)\left(\frac{U_{juht}}{E}\right)$$

$$f_{res} \cong U_{juht}$$

Joon. 4.4.8

Tööstuses toodetakse samuti universaalse kasutusega mikroskeemseid filtreid. Vaatleme näiteks firma National AF100 või ka Burr-Brouni seeria UAF filtrit koos selgitava struktuurskeemiga (joon. 4.4.9).



Joon. 4.4.9

Filter on ühikvõimendusega, võib olla nii teist järku MP, KP kui ka ribafiltriks. Seejuures ribafiltri sageduskäik sõltub MPF ja KPF sageduskäikudest. Filtril on hea sagedusstabiilsus, sageduse häälestus ja hüve häälestus mõjutavad üksteist vähe. Saavutatav on näiteks stabiilne hüve kuni 100.

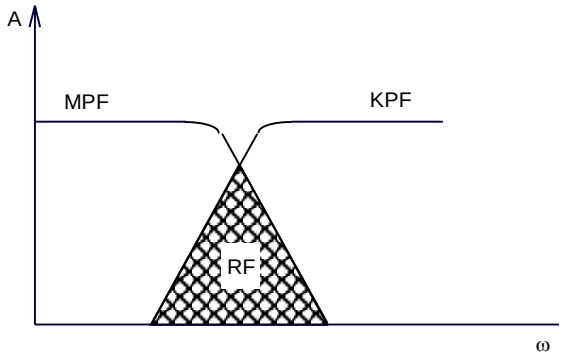
Universaalfiltrit võib vaadelda mitmeti - nii näiteks kui integraatoritel ehitatud teist järku difvõrrrandi lahendajat. Vaatleme siiski filtrit lähemalt sageduslikus ruumis.

Integraatorid formeerivad sageduskarakteristiku, nende väljundpinged antakse summaatorisse tagasi; tagasisideahela ülekanne määrab sumbuvusteguri α. Niisiis:

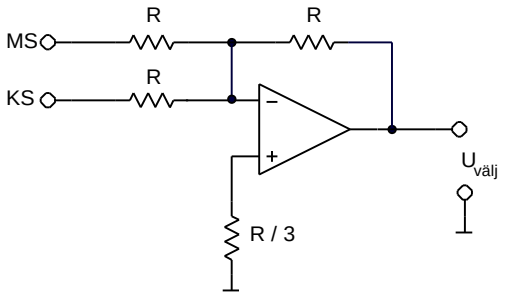
- kaks järjestikkust integraatorit formeerivad teist järku MPF. Andes esimese integraatori väljundpinge häälestatava ülekandega tagasisideahela kaudu summaatori sisendisse ja liites seda sisendsignaaliga on võimalik sageduskarakteristiku reguleerimine murdesageduse piirkonnas. Teise integraatori väljund on MPF väljundiks.
- KPF karakteristik formeeritakse vastasfaasis võetute sisendsignaali ja MPF väljundsignaali summeerimisega.
  - Sagedustel nullist kuni lõikesageduseni need kaks signaali kompenseeruvad vastastikku,
  - üle lõikesageduse MPF väljundsignaal kaob, andes sisendsignaalile takistamatu tee summaatorist edasiminekuks KPF väljundisse.
- Ribafiltri väljundsignaali võib vaadelda kui integraali KPF ja MPF väljundsignaalide summast.
  - KPF väljundsignaali nõrgenemine väheneb, kui signaalisagedus läheneb lõikesagedusele,
  - integreerimine aga vähendab signaalide nõrgenemise lõikesagedusest kõrgemal.

- Kuna lõikesagedus on ühesugune mõlemil integraatoril, saab väljundpinge väljundis erineda nullist vaid siis, kui MPF ja KPF sageduskarakteristikud kattuvad (joon. 4.4.10).
- Kui sumbuvus $\alpha = 1/Q$ on väike, on Q kõrge ja sellega kindlustatakse sageduskarakteristiku terav tipp.

- Toodud ühikvõimendusega filtril lõikesagedus määratakse integaatorite lõikesagedusega
- Takistused R_5 ja R'_{ts} annavad ribafiltri sumbuvuse α (või Q). Sellel skeemil $R_1 = R_2$ ja $C_1 = C_2$.
- Seda filtrit saab kasutada ka rezektorina, selleks tuleb summeerida vastasfaasis olevad KPF ja MPF signaalid joonisel 4.4.11. toodud skeemi abil.



Joon. 4.4.10



Joon. 4.4.11

Siis toimub signaalide vastastikkune kompenseerimine ainult neil sagedustel, kus kattuvad MPF ja KPF sageduskarakteristikud.

5 KÕRGSAGEDUSVÕIMENDID

5.1 Kõrgsagedusvõimendite[20] liigitus

Võimendid jagunevad mitme kriteeriumi järgi.

1. Signaali amplituudi järgi

A. Võimendid väikeste signaalide režiimis. Võimendi on vaadeldav lineaarsena. Kasutusalaks näiteks raadiovastuvõtja võimendustrakt. Olulisteks parameetriteks on signaal/müra suhe, moonutustevaba võimendus
B. Võimendid suurte signaalide režiimis. Võimendis ilmnevad vähemal või suuremal määral mittelineaarmoonutused. Kasutusalaks näiteks raadiosaatjate võimendustrakt, eriti lõppvõimendid.

2. Võimendatava signaali ribalaiuse järgi

A. Kitsaribalised ehk resonantsvõimendid
B. Laiaribalised ehk aperioodilised võimendid

3. Võimendatava signaali sageduse järgi[21]

A. Helisageduslikud (VMS, VLF) võimendid (~30Hz.....30kHz)
B. Madal- ja kesksageduslikud (30kHz...3 MHz)
C. Kõrg- ehk raadiosageduslikud (RS, RF ehk HF-VHF-UHF) võimendid (3MHz....3GHz)
D. Ülikõrgsageduslikud (ÜKS; SHF, Microwave...Millimeter wave) võimendid (3GHz- 300GHz diapasoon)

4. Kasutatavata koormusahelate, filtrite järgi

A. Võimendid ahelatega diskreetsetel elementidel (vt p.3 A...C)
B. Võimendid jaotatud parameetritega ahelatega (tavaliselt võimendid p.3.D järgi)

5.2 Resonantsvõimendid (RF diapasoon)

5.2.1 Lühiülevaade

Resonantsvõimendid on levinud näiteks raadiosaatjates. Seal töötavad nad põhiliselt **suurte signaalide** režiimis. Samas raadiovastuvõtjate võimendid töötavad enamasti **väikeste signaalide režiimis**. Kuigi viimastel on ühiseid jooni võimenditega suurte signaalide režiimis (sarnased skeemid, neis toite- ning eelpinge, samuti signaalitraktide kujundamine, sobitusahelad), on võimenditel väikeste signaalide

[20] Kirjanduses tähistatuna kui RF (raadiosageduslikud)võimendid
[21] RF diapasooniks jaotus on tinglik – osa allikaid võtavad kuni 300MHz, osa kuni mõned GHz-d

režiimis omad iseärasused. Kui saatjates on üheks oluliseks momendiks võimsuste maksimaalne ülekanne, siis vastuvõtjates on eriti olulised

- võimendite lineaarsus,
- mürade minimeerimine, signaal/müra suhte maksimeerimine
- astmetevahelise sobituse valik,

Võimendi kui tervik koosneb tavaliselt mitmetest võimendusastmetest, olgu need astmed siis:

- mikroskeemi-sisesed
- koostatuna üksikutest transistor-võimendusastmetest eraldi.

Üksikuid transistorastmeid me juba vaatlesime transistorvõimendite juures, sarnased realiseerimispõhimõtted on kasutusel ka mikroskeemsetes võimendites.

Suur rõhk on võimendeis astmetevahelisel sobitusel. Siin eksisteerivad kaks põhilist tingimust:

A. Sobitustingimus – tagamaks maksimaalse signaali energia ülekande või vastavust muudele kriteeriumitele (maksimaalne S/N suhe näiteks).
B. Häälestustingimus – reaktiivsuste kompenseerimine e. sobitusahelate häälestamine resonantsi.

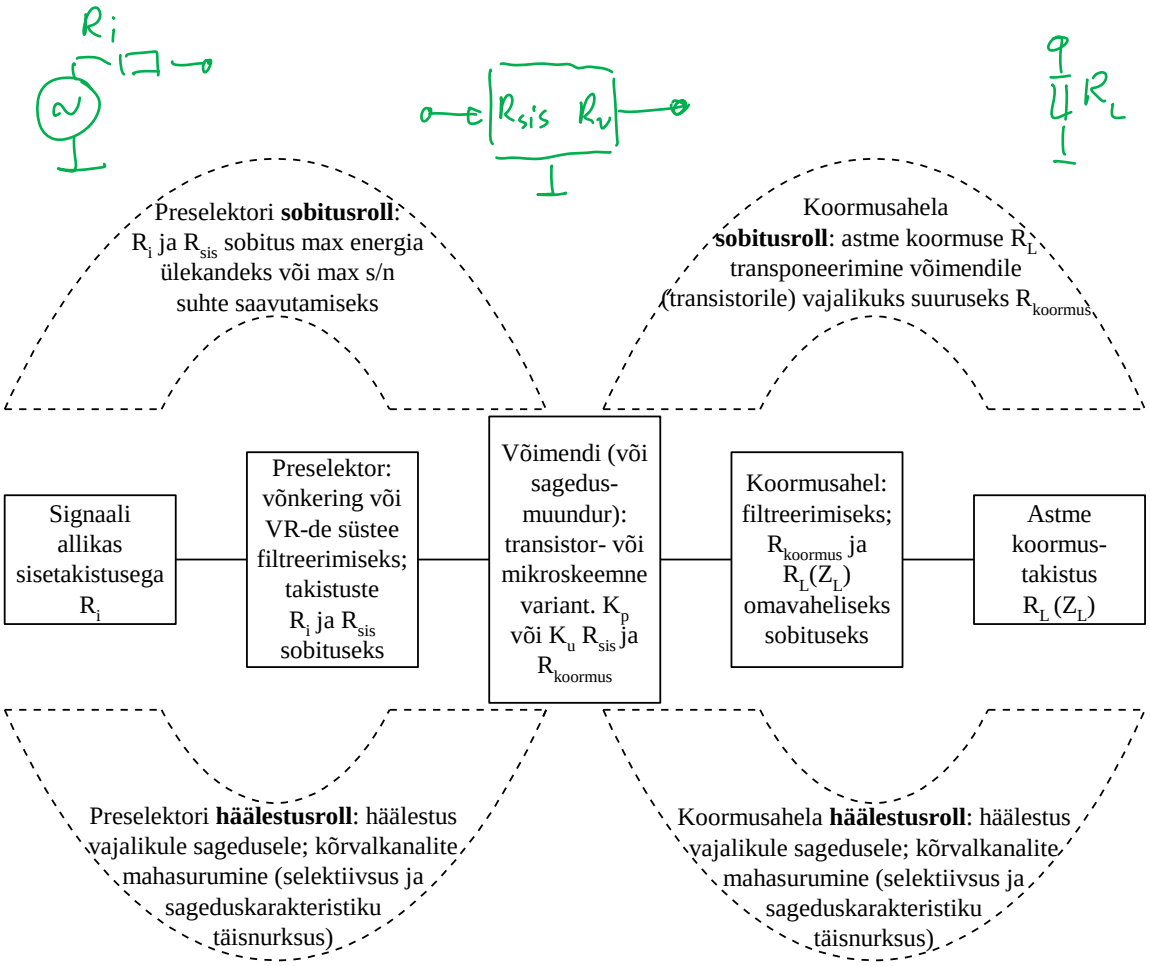
Resonantsvõimendis kasutatakse astmete koormustena ja ka astmetevaheliste sobitusahelatena, täiendavate filtritena sagedus-selektiivseid ahelaid. Nendeks võivad olla nö. klassikalised (diskreetsetest L ja C elementidest koosnevad) võnkeringid või võnkeringide süsteemid, hajuparameetritele tuginevad selektiivsed süsteemid (ribaliinid, õõsresonaatorid). Selektiivsete elementide kasutamine annab, sõltuvalt filtrite sageduskarakteristikutest, lõpptulemina rohkem – või vähem kitsaribalise võimendi.

Reonantsvõimendid projekteeritakse tänapäeval vastavate arvutiprogrammide (EvalLab, MicroSim jms). Alljärgnevalt on toodud mõned põhimõtted resonantsvõimendite realiseerimiseks.

5.2.2 Sobitusahelad

5.2.2.1 Resonantsvõimendi sobitus- ja häälestustingimused

Resonantsvõimendi üksikastet või ka kogu võimendit tervikuna tuleb vaadelda koos sisendis oleva signaaliallikaga ning väljundis oleva koormusega. Nii saame alljärgneva pildi (joon. 5.2.1):



Joon. 5.2.1

Toodud tüüpilises resonantsvõimendusastmes on selektiivsed ahelad (resonaatorid, võnkeringid) nii astme sisendis kui ka väljundis. Olukordades, kus selektiivsuse nõuded seda lubavad, saab piirduda ühega neist selektiivsetest ahelatest – kas siis ainult sisendis või ainult väljundis[22].

Niisiis, selektiivsed ahelad täidavad kahte ülesannet:

- Takistuste sobitamine, mis pannakse paika sidestustegurite valikuga nii selektiivse ahela sisendpoolel kui ka väljundpoolel (analoogselt trafoga, kus sidestuse sügavus sõltub trafo ülekandest (primaar- ja sekundaarmähise keerdude suhtest)). Nagu edaspidisest nähtub, sõltuvad sellest nii signaali ülekanne (trakti võimendustegur) kui ka signaal - müra suhe (SNR, s/n).

Takistuste sobitusel (sobitustingimuse täitmisel) lähtutakse tavaliselt ka kahest kriteeriumist:

- Kasuliku signaali ülekande seisukohalt – nimelt on teada, et ***maksimaalne signaali ülekanne*** saadakse siis, kui signaaliallika ja sellele järgneva koormuse takistused on võrdsed. Nii on võimendi vaatevinklist oluline sisendsignaaliallika sobitus võimenduselemendi sisendtakistusega ning võimenduselemendi väljundi (vaadeldav kui väljundsignaali allikas) sobitus omakorda astme koormusega.
- ***maksimaalsele signaal-müra suhte saavutamiseks*** vastab samuti kindel takistuste sobitus – mis aga üldjuhul erineb signaali maksimaalsele

[22] Võimendit, kus puudub sageduslik filtreerimine nii sisendis kui ka väljundis, nimetatakse aperioodiliseks. Resonantsvõimendiga pole siin siis enam tegemist. Takistuste sobitamiseks neis võimendites kasutatakse laiaribalisi transformaatoreid.

ülekandele vastavast takistuste sobitusest (olles tavaliselt tugevam sidestus kui sidestus maksimaalse signaali ülekandmiseks).

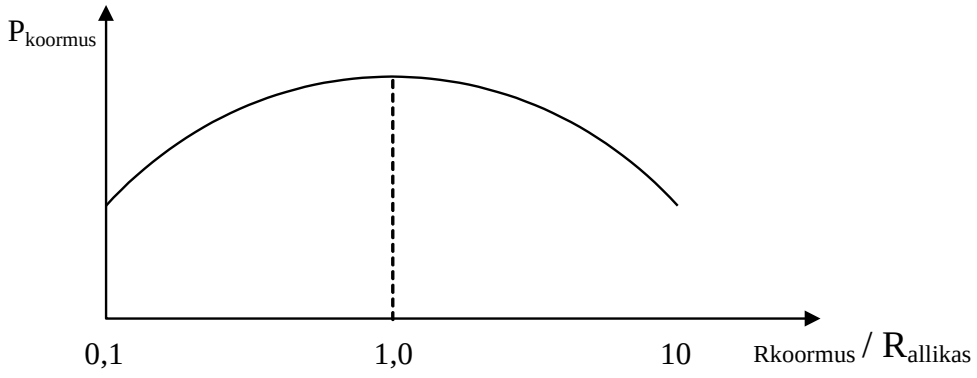
- Siia võib lisanduda veel sagedusliku selektiivsuse, realiseerituvuse jms kriteeriumid

- Selektiivsuse tagamine ning vastuvõetava sageduse valik (resonantssageduse häälestamisel vastuvõetava signaali sagedusele).
  - Pääsuriba laius sõltub reonantssüsteemi keerukusest ning süsteemi koosseisus olevate võnkeringide (resonaatorite) hüvetegurist.
  - Hüvetegurit omakorda mõjutavad nii resonantsahela ning selle sisendi sidestuse suurus signaaliallikaga kui ka väljundi sidestuse suurus koormusega[23].
  - Mida suuremaid sidestustegureid kasutatakse, seda rohkem need takistused resonaatoreid šunteerivad ning seda väiksem saab olema ekvivalentne hüvetegur.
  - Mida väiksemad on aga võnkeringide hüved, seda halvemad on nende sageduslikud seleteerivad omadused (seda laiem on pääsuriba).

Enamasti tuleb tagada ka seda, et sobitusahel peab olema töösagedusega resonantsis (koos signaaliallikas -ja koormuses olevate reaktiivsustega)

5.2.2.2 Sobituse lähtekohad

Niisiis, on teada, et signaali ülekandel saadakse maksimumväärtus juhul, kui **signaaliallika sisetakistus (väljundtakistus) võrdub koormuse sisendtakistusega** (joon. 5.2.2).

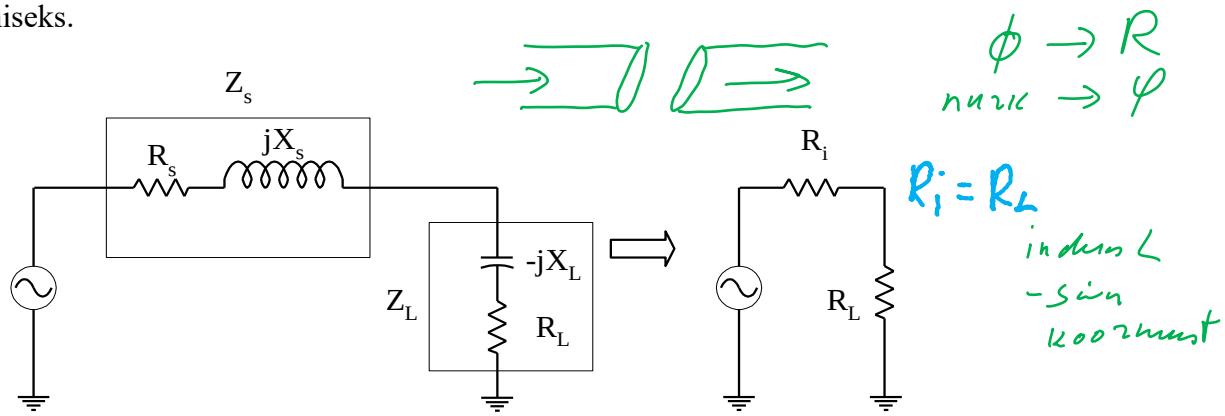


Joon. 5.2.2

Kui on tegemist kompleksse takistustega, siis kompleksse signaaliallika sisetakistuse korral $Z_i = R_i + X_i$, peab koormuse takistus maksimaalseks signaali ülekandeks võrduma selle kaaskompleksse avaldisega $Z_L = R_i - X_i$.

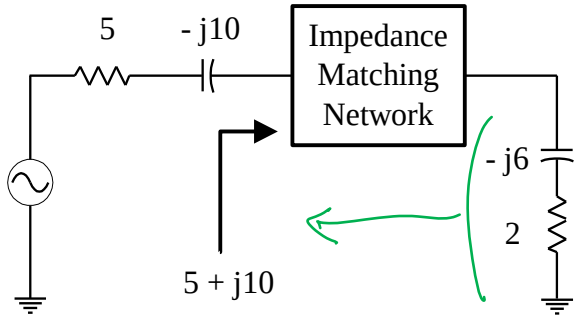
[23] Vt ka raadiosaatjate kursuse vastavat osa – koormusahelad.

Skeemiliselt tähendakse see seda, et kui näiteks signaaliallikal on induktiivne iseloom, siis koormus peaks olema samasuure, kuid mahtuvusliku iseloomuga reaktiivsusega (joon. 5.2.3) Nii saamegi täita ***sobitustingimuse*** (aktiivtakistused võrdsed) ja ***häälestustingimuse*** (reaktiivtakistuste summa on null). Tavaliselt mõistetakse takistuste ***sobituse all mõlemate tingimuste täitmist***, konspektis on püütud siiani rõhutada sobituse kui üldmõiste kahte külge nende olemuse paremaks mõistmiseks.



Joon. 5.2.3

Suvaliste takistuste sobitamisel tulebki silmas pidada lihtsat reeglit – tuleb tekitada olukord, kus takistused moodustuksidki kui kaaskomplekssed suurused. Nii tekitataksegi täiendav ahel, mida kutsutaksegi siis ***sobitusahelaks***. Katsume seda seletada joonisel 5.2.4 toodud näite abil:



Joon. 5.2.4

Olgu signaaliallika impedantsiks **5-j10 oomi** ja koormuse impedantsiks **2-j6 oomi**.

Sobitusahela ülesandeks on seega transformeerida 2-j6 oomi signaaliallika kaaskomplekssseks suuruseks 5+j10 oomi.

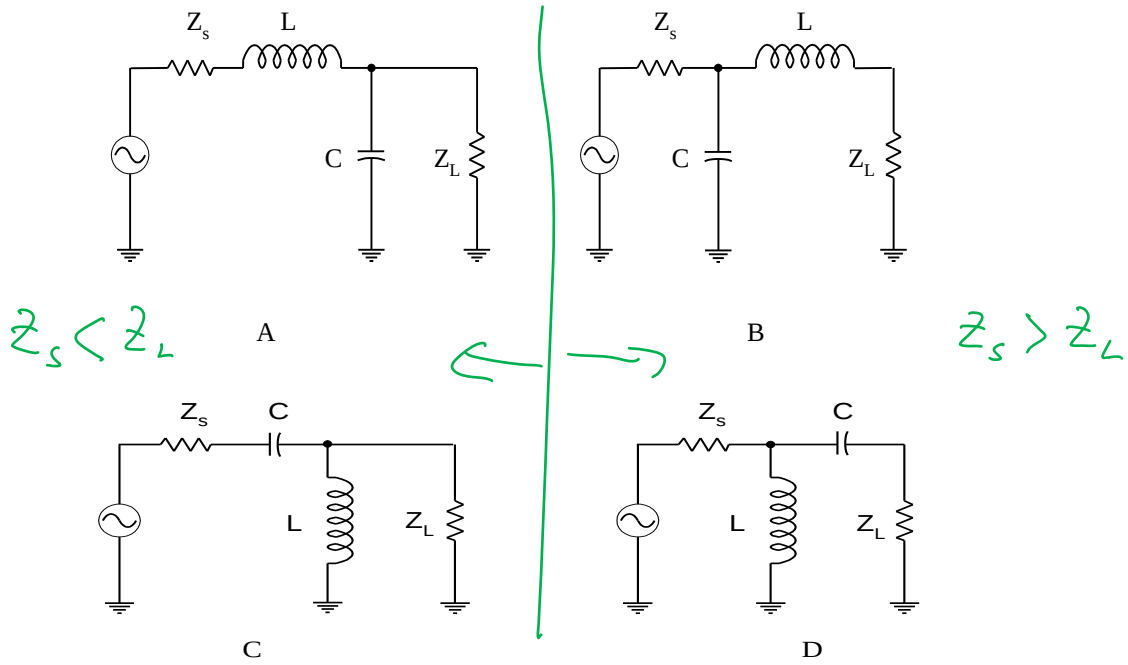
Teisiti öeldes, signaaliallika poolt vaadatuna on tema koormuseks nüüd 5+j10 oomi.

Seda sobitust saab realiseerida **lõpmatu arvu skeemiliste lahendustega**. Sarnast sobitusülesannet võib lahendada nii 2-elemendilise sobitusahelana kui ka keerukamate ahelatega.

5.2.3 L – kujulised sobitusahelad

5.2.3.1 . Puht - aktiivtakistuste sobitus

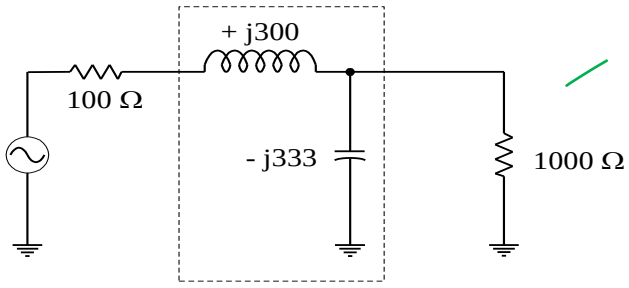
L-kujulised sobitusahelad on lihtsaimad ja enim kasutatavad variandid astmetevahelisel sobitusel. Koosnedes kahest elemendist, kujutavad nad endast kas madal- või kõrgpääsfiltrit (joon. 5.2.5, a-d).



Joon. 5.2.5

Enne kui pöördume ülaltoodud skeemide poole konkreetsemalt, vaatleme L-ahela üldist sobituspõhimõtet:

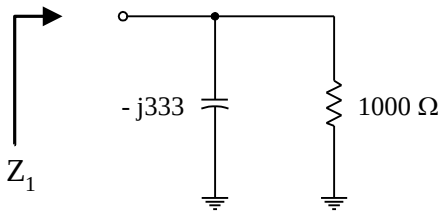
Olgu meil vaja sobitada 100 oomine signaaliallika takistus 1000 oomise koormustakistusega (joon. 5.2.6).



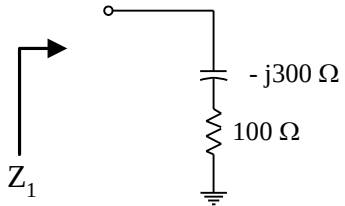
Joon. 5.2.6

Ühendades need takistused otse omavahel, kaotame ülekandes 4,8 dB ehk ca 1/3 signaaliallika võimalikust võimsuse ülekandest. Sobitusahela ülesandeks ongi selle võimsuse kao ärahoidmine.

Järgnevalt vaatleme, kuivõrd lihtsa selgituse saab anda pakutud sobitusahelale joonisel 5.2.6. joonise 5.2.7 kohaselt:



Joon. 5.2.7



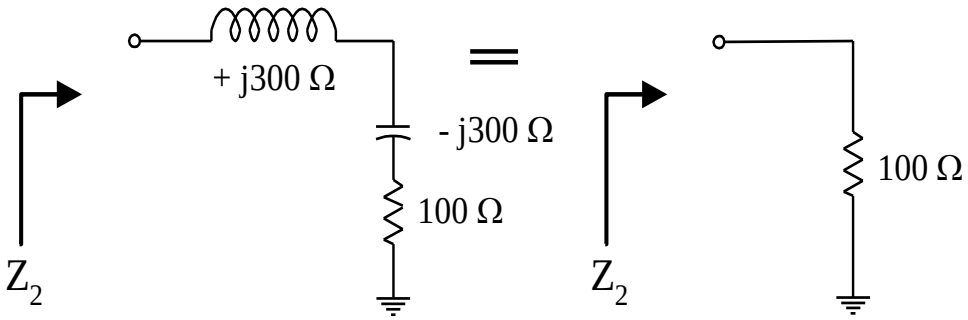
Joon. 5.2.8

Vaatleme milline näeb välja signaaliallika koormus, kui -j333 oomine takistus on paralleelne 1000 oomise koormusega. Arvutame takistuste paralleelühenduse valemist

$$Z = \frac{X_c R_L}{X_c + R_L} = \frac{-j333(1000)}{-j333+1000} = 315\angle -75{,}58^0 = 100 - j300 \text{ oomi.}$$

Näeme, et see paralleelühendus on signaaliallika takistusega kaaskompleksne (joonis 5.2.8) suurus!

Seega vastavalt joonisele 5.2.9 näeme, et olemegi sooritanud takistuste sobituse.



Joon. 5.2.9

Ülaltoodust võib teha ka järgneva üldistuse:

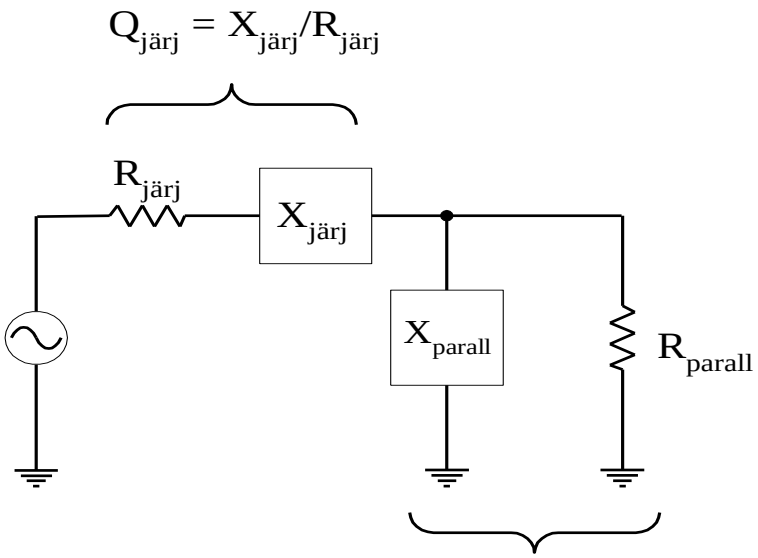
Sobitusahela šunteeriv (paralleelne) element on suurema takistuse allatransformeerimiseks (antud näites 1000 oomi 100-oomiseks), olles **suurema** takistuse poolel.

Järjestikkune element aga kompenseerib, resoneerides resonantssagedusel, reaktiivosa ahelast, olles **väiksema** takistuse poolel.

Siinjuures on siis kehtivad järgmised valemid:

$$Q_{järj} = Q_{parall} = \sqrt{\frac{R_{parall}}{R_{järj}} - 1}; \qquad Q_{järj} = \frac{X_{järj}}{R_{järj}}; \qquad Q_{parall} = \frac{R_{parall}}{X_{parall}}$$

Kokkuvõtlikult saame L-kujuliste ahelate kohta teha järgmised järeldused (joon. 5.2.10):



Joon. 5.2.10. Siin parandada viga, õige on - $Q_{parall} = \frac{R_{parall}}{X_{parall}}$

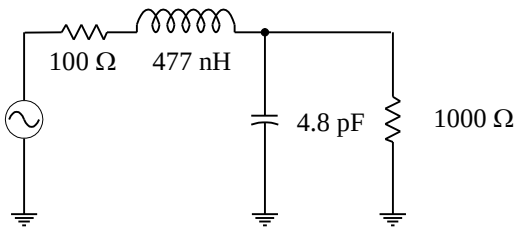
Arvutusnäide 5.2.1. Konstrueerida sobitusahel 100 oomise sisetakistusega signaaliallika ja 1000 oomise koormustakistuse vahel. Töösagedus 100 MHz. Lisaks on vajadus ülekanda ka voolu alaliskomponenti. Alaliskomponendi ülekandmiseks valime **järjestik-elemendiks induktiivsuse**, **paralleel-elemendiks mahtuvuse** (vt variant joonisel 2.7.5 a.).

- Arvutame takistuste vahekorraga määratud hüveteguri

$$Q_{järj} = Q_{parall} = \sqrt{\frac{1000}{100} - 1} = \sqrt{9} = 3$$

- Arvutame järjestikkuse sobituselemendi takistuse $X_{järj} = Q_{järj} R_{järj} = 3 \cdot 100 = 300$ oomi;
- Arvutame paralleelse sobituselemendi $X_{parall} = R_{parall} / Q_{parall} = 1000 / 3 = 333$ oomi;
- Leiame nende komponentide suurused 100 MHz juures, saades L=477nH ja C=4,8pF.

Oleme saanud tulemuseks järgneva skeemi (joon 5.2.11)



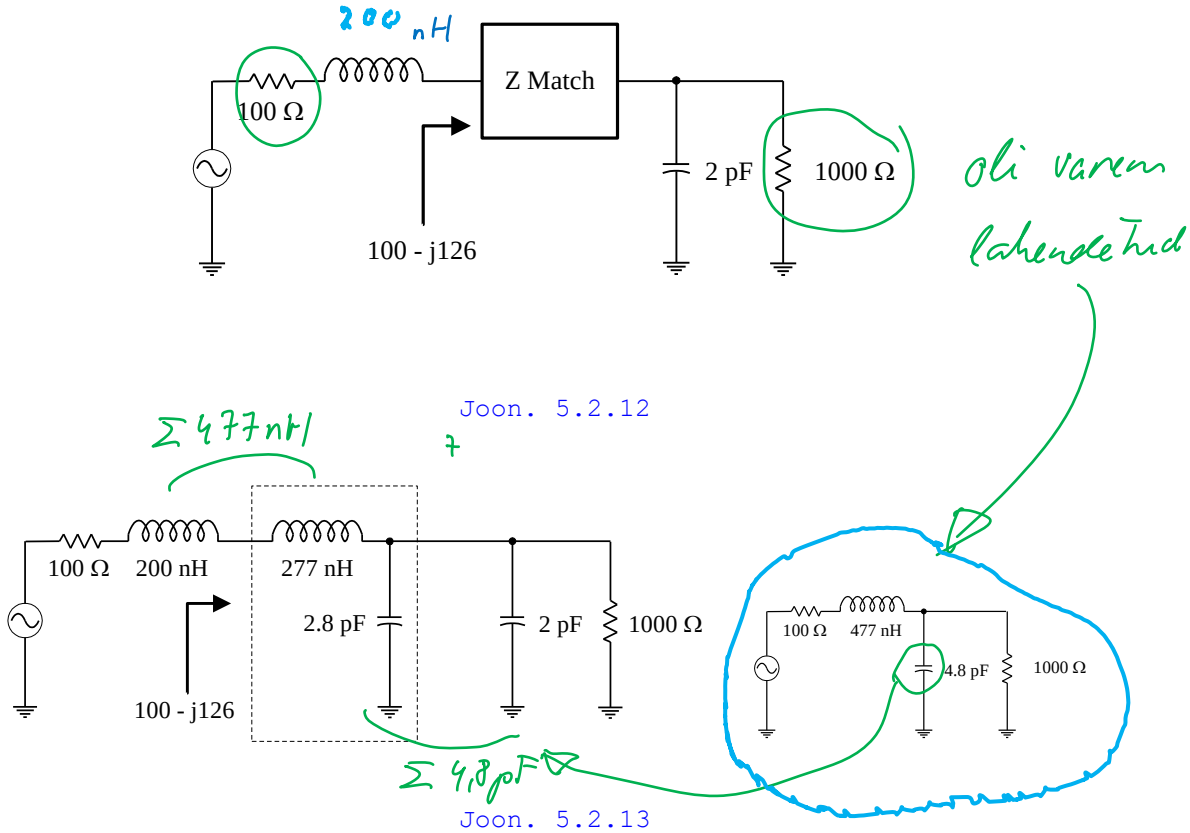
Joon. 5.2.11

5.2.3.2 Komplekstakistuste sobitus

Tavaliselt on tegemist mitte puht-aktiivtakistuste sobitamisega, vaid tuleb arvestada ka takistuste reaktiivosadega ehk tuleb siis sobitada kompleksseid takistusi. Siin on kaks lähenemist:

1. Absorbeerimine – kasutatakse takistuste osasi, milliseid saab kujutada terviku osadena. Nii saab kujutada kondensaatorit kujutada koosnevana üksikute kondensaatorite paralleelühenduste reana või siis induktiivsust koosnevana üksikutejärjestikkuste induktiivsuste reana.
2. Resonantsi viimine. Kasutatakse võrdseid ja vastasmärgilisi reaktiivsusi üksteise kompenseerimiseks (resonantsi olukord).

Arvutusnäide 5.2.2. Kasutame **absortsioon-meetodit** järgmise olukorra lahendamiseks (joon. 5.2.12), sageduse 100 MHz juures).



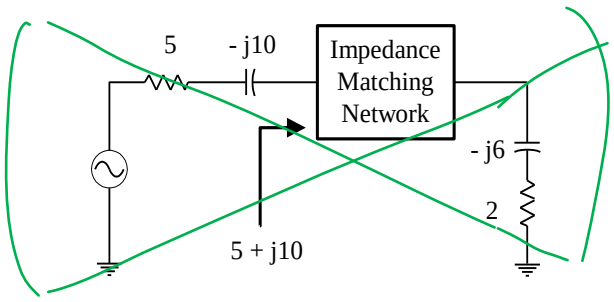
Joon. 5.2.12

Joon. 5.2.13

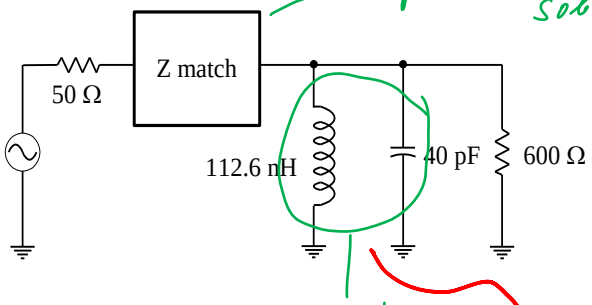
- Ignoreerides reaktiivsusi, sobitame 100 oomi 1000 oomiga. Selline lahendus meil oli juba eelmises näites (joon. 5.2.10).
- Koormuse poolses otsas saime puht takistuste sobitamiseks 4,8pF. Kuna meil on koormuses olemas juba sellest mahtuvusest 2 pF, jagame sobituseks vajaliku kogumahtuvuse 4, pF kaheks – etteantud reaktiivkoormuse mahtuvuseks 2pF ja konstrueeritava sobitusahela mahtuvuseks 2,8pF, (kokku 4,8pF). Nii oleme saanud sobitusahela ühe elemendi – kondensaatori väärtuseks 2,8pF (joon. 5.2.13).
- Käituma analoogselt ka induktiivsusega. Vajalik oleks koguinduktiivsus 477nH; signaaliallikas sisaldab induktiivsust 200nH. Seega oleks vaja 477nH induktiivsuse saavutamiseks 200nH-le lisada 277nH.

Olemegi ülesande lahendanud – kuid nagu näha, saab ülesannet niimoodi lahendada vaid siis, kui saab induktiivsusi ja mahtuvusi jagada väiksemateks osadeks

Arvnäide 5.2.3. Konstrueerida sobitusahel, mis blokeerib ühtlasi alalisvoolu ülekandumise vastavalt joonisele 5.2.15. (induktiivsuseta väljundis). Töösageduseks on 75 MHz. Lahendada **resonantsolukorra meetodil**.



Joon. 5.2.14



Joon. 5.2.15

Takistamaks alalisvoolu ülekannet valime sobitusahela struktuuriks joon. 5.2.5. c variandi.

- Leiame induktiivsuse, mis annaks resonantsi 40pF kondensaatoriga

$$L = \frac{1}{\omega^2 C} = \frac{1}{[2\pi(75\cdot 10^6)](40\cdot 10^{-12})} = 112{,}6 \text{ nH}$$

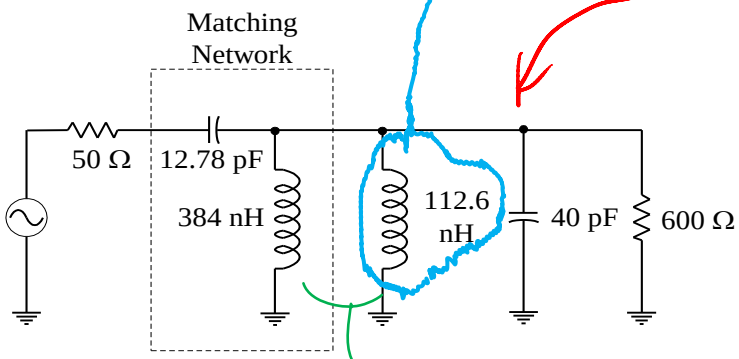
- Nüüd, kus oleme elimineerinud resonantsahelaga reaktiivsuse - mahtuvuse 40pF (joon5.2.15), vaatleme edasi sobitust puht- aktiivsete - 50 oomise ja 600 oomise takistuse vahel. Seega toimime nagu varemalt:

$$Q_{järj} = Q_{parall} = \sqrt{\frac{600}{50} - 1} = 3{,}32.$$ Siit $X_{järj} = Q_{järj} R_{järj} = 3{,}32 \cdot 50 = 166$ oomi ja

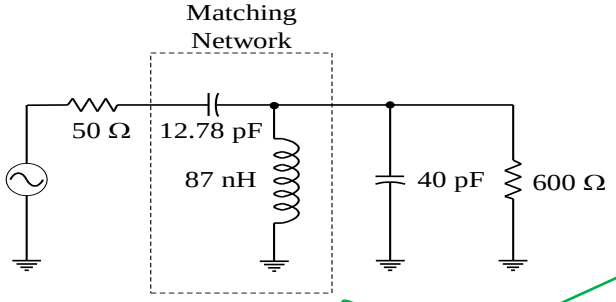
$$X_{parall} = R_{parall} / Q_{parall} = 600 / 3{,}32 = 181 \text{ oomi.}$$

Saadud tulemuste elementväärtused 75 MHz-l on C=12,78pF ja L=384nH.

- Saime järgmise sobitusahela skeemi (joon.5.2.16)



Joon. 5.2.16



Võib näha, et lõpptulemust saab lihtsustada, asendades kahe induktiivsuse paralleelühenduse ühega:

$$L_{ekv} = \frac{L_1 L_2}{L_1 + L_2} = 87 \text{ nH}$$

(joon. 2.7.17).

Joon. 5.2.17

L-kujuliste sobitusahelate

- **eeliseks** on nende lihtsus (minimaalne arv elemente),
- **puuduseks** – nimelt sobitatavate takistuste vahekord määrab sobitusahela hüveteguri.

Kui on vajadus kõrgemate hüvetegurite järele– millised tagavad ühtlasi ka sobitusahelale paremad filtreerimisomadused – tuleb 2 elemendilist sobitusahelat täiendada kolmanda elemendiga.

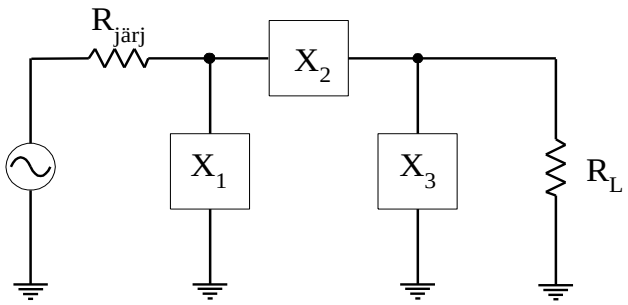
5.2.4 Kolmeelemendilised sobitusahelad.

Kolmeelemendine sobitusahel võimaldab valida sobitusahelale soovitud filtri hüveteguri Q. See on eriti oluline kitsaribaliste signaalide ülekandel, kus filtri selektiivsus peaks olema kõrgem kui laiaribaliste signaalide korral. Hüvetegur L-kujulises ahelas, olles määratud sobitatavate takistustega väärtustega

$$Q = \sqrt{\frac{R_{parall}}{R_{järj}} - 1},$$

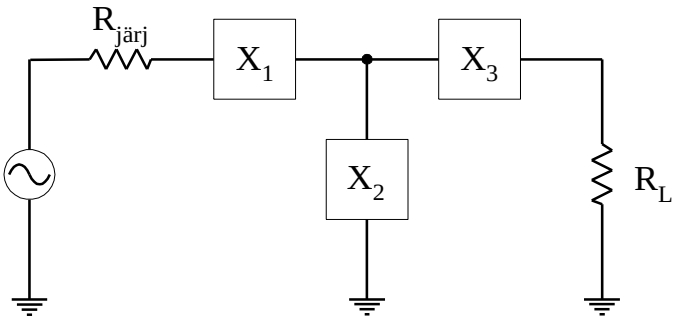
määrab kolmeelemendise sobitusahela võimalike lõpmatu arvu hüvetegurite väärtuste juures nende **alumise piiri**.

Kolmeelemendilised sobitusahelad jagunevad Pii-kujulisteks ja T-kujulisteks ahelateks (joon. 5.2.18,19)



Joon. 5.2.18

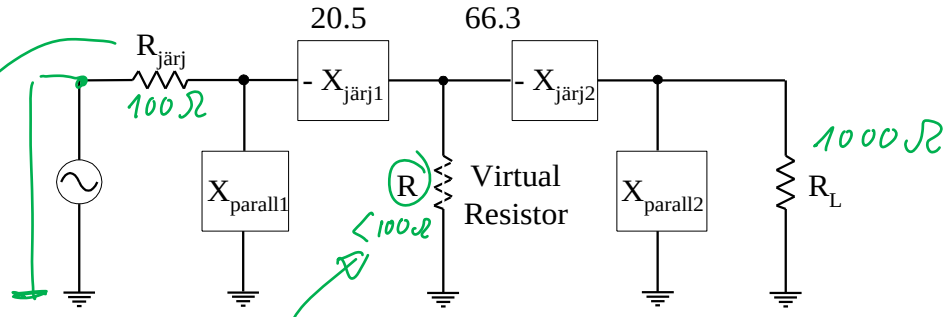
Siin R_s on kui signaaliallikas, (mitte järjestikkune) olles R_i rollis; R_L jääb samaks



Joon. 5.2.19.

5.2.4.1 Pii-kujuline sobitusahel.

Pii kujuline ahel on kujuteldav kui **kaks kokku pandud L-kujulist ahelat**. Mõlemad kujutavad endast väljundi poole pealt koormuse ning sisendi poole pealt allika sobitust virtuaalse, mõlemite L-ahelate ühenduskohal asetseva nähtamatu "keskmise" takistusega (joon. 5.2.20). Oluline on täheldada, et sobitusahela järjestik – ja paralleelelemendid peavad olema vastasmärgilised (induktiivsused – mahtuvused või mahtuvused – induktiivsused).



Joon. 5.2.20

Mõlemi L-sektsiooni projekteerimine toimub samamaoodi kui varem vaadeldult. Virtuaalne takistus R peab olema väiksem kui $R_{i\ allikas}$ või $R_{koormus}$, kuna see on ühendatud L-ahela järjestikkusesse õlga. Tavaliselt pannakse R suurus paika nõutava hüveteguri Q väärtusega alljärgneva praktilise seose abil

$$Q = \sqrt{\frac{R_{suurim}}{R} - 1}.$$

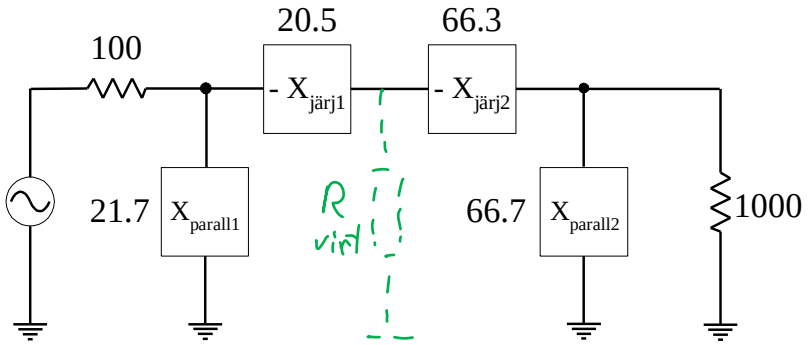
Siin R_{suurim} võrdub kas takistusega $R_{i\ allikas}$ või takistusega R_L, olenevalt kumb on suurem.

Arvnäide 5.2.4. Projekteerida 4 Pii kujulist ahelat lähteskeemi 5.2.20 alusel 100 oomise takistuse sobitamiseks 1000 oomise takistusega. Hüvetegur peab võrduma 15-ga.

- Leiame etteantud hüve järgi virtuaalse takistuse R: $R = \frac{R_{suurim}}{Q^2 + 1} = 1000 / 226 = 4{,}42$ oomi.
- Leiame reaktiivsuse $X_{parall.2}$: $X_{parall.2} = \frac{R_{parall}}{Q_{parall}} = \frac{R_L}{Q} = 1000 / 15 = 66{,}7$ oomi
- Analoogselt leiame: $X_{järj.2} = QR_{järj} = QR = 15 \cdot 4{,}42 = 66{,}3$ oomi

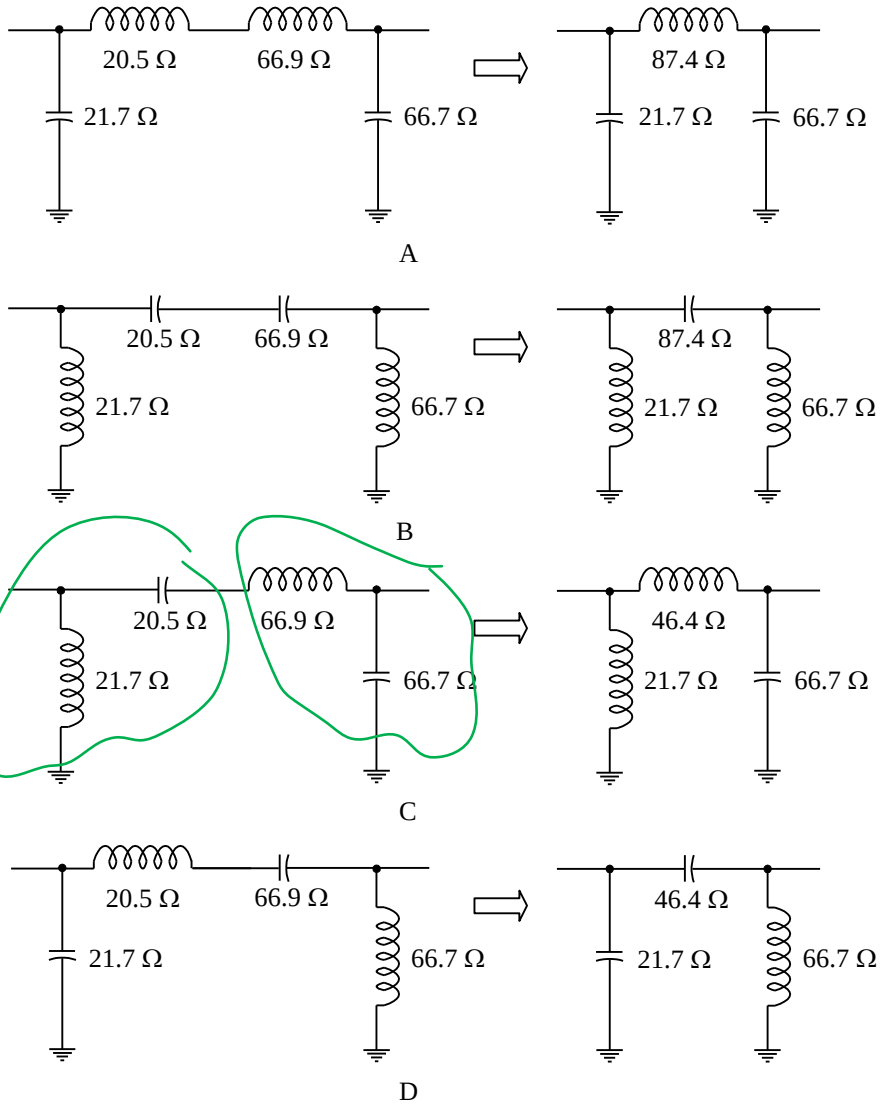
Oleme saanud komplekteerida sobitusahela koormuse poolel. Teise poole lahendame järgnevalt:

- Teise L-ahela hüve määrame nüüd kui $Q_1 = \sqrt{\frac{R_{järj}}{R} - 1} = \sqrt{\frac{100}{4{,}42} - 1} = 4{,}6$
- Paneme tähele, et nüüd allika takistus on vaadeldav kui L-ahela paralleelosa. Järelikult $R_{järj}$ on nüüd defineeritav kui R_{parall}, saades: $X_{parall.1} = \frac{R_p}{Q_1} = 100 / 4{,}6 = 21{,}7$ oomi.
- Analoogselt $X_{järj.1} = Q_1 R_{järj} = Q_1 R = 4{,}6 \cdot 4{,}46 = 20{,}51$ oomi.
- Saame tulemuseks arvutatud baasskeemi, tooduna joonisel 5.2.21.



Joon. 5.2.21

Selle skeemi alusel saame konstrueerida 4 põhiparameetrite osas samaväärset Pii-kujulist filtrit (joon. 5.2.22)



Joon. 5.2.22

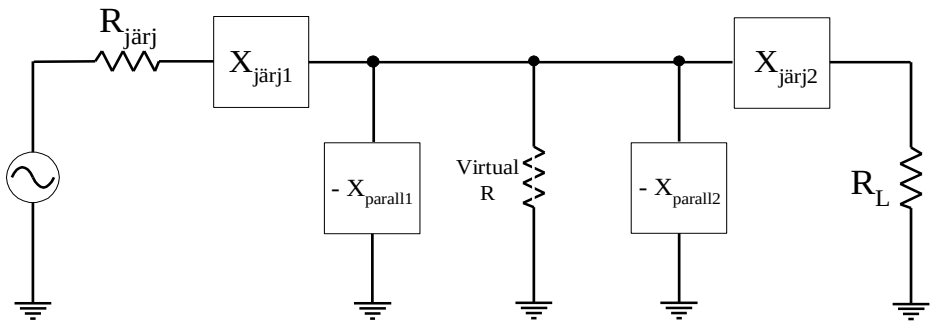
Saadud filtrid erinevad üksteisest

- erinevate lõpptulemina saadud üksikelementide väärtuste poolest
- alaliskomponendi ülekandmise/mitteülekandmise vaatevinklist

- üla- või subharmooniliste mahasurumisvõime poolest

5.2.4.2 T-kujuline sobitusahel

T-kujulise ahela konstrueerimine on samasugune kui Pii-kujulise ahela korral. Ka siin koostame ahela **kahe L-kujulise ahela baasil**, välja arvatud see, et siin keskele jääv sobitatav virtuaalne takistus on **suurem** kui koormuse või signaaliallika takistus. Seega ahela kostrueerimisel ühendatakse L-kujuliste ahelate paralleelosad (šunteerivad osad) omavahel (joon. 5.2.23)



Joon. 5.2.23

T kujulise ahela hüve Q koormatud olukorras määratakse L-ahelaga, kus on kõrgem hüve. Kõrgema hüvega on L-ahel, mille lõpus on väikseim sumbuvustakistus[24]. Seega määratakse koormatud T-ahela hüve valemiga:

$$Q = \sqrt{\frac{R}{R_{väikseim}} - 1},$$

kus R – valitav virtuaalne takistus;
$R_{väikseim}$ – väikseim sumbuvustakistus.

Valem on täpselt sama, milline oli Pii- ahela kohta. Kuna meil on nüüd "ümberpööratud" L-ahelatest koostatud T-ahel, on ülaltoodud valemis takistuste nimetused ära vahetatud. Tegelikult aga on need valemid Pii-, ja T-kujulistes ahelates üldise valemi erivormid. Üldiseks valemiks aga oli meil varemalt toodud seos:

$$Q_{järj} = Q_{parall} = \sqrt{\frac{R_{parall}}{R_{järj}} - 1},$$

kus siis R_{parall} – L- ahela šunteeriva haru takistus;
$R_{järj}$ – L- ahela järjestikharu takistus.

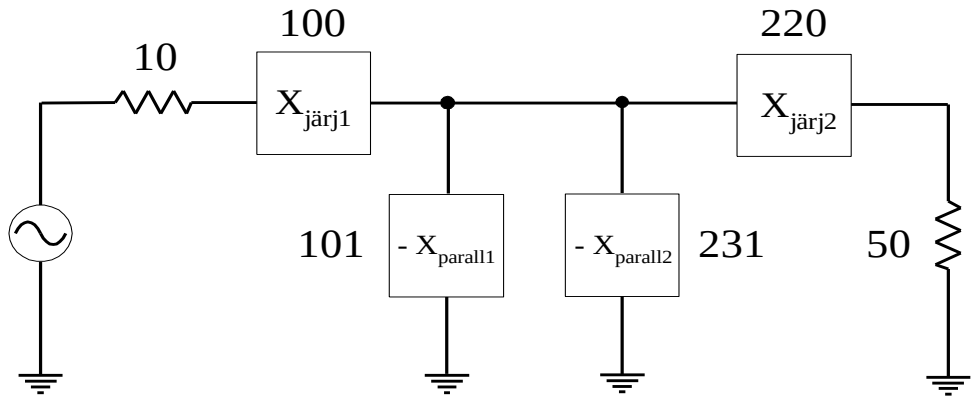
[24] Sumbuvustakistuseks (terminating resistance) antud juhul on siis L-ahela järjestiktakistus

Arvnäide 5.2.5. Lähtume joonisest 5.2.23. Konstrueerime 4 erinevat sobitusskeemi 10 oomilise allika takistuse sobituseks 50-oomilise koormusega. Iga lahenduse koormatud hüveteguri väärtuseks Q = 10.

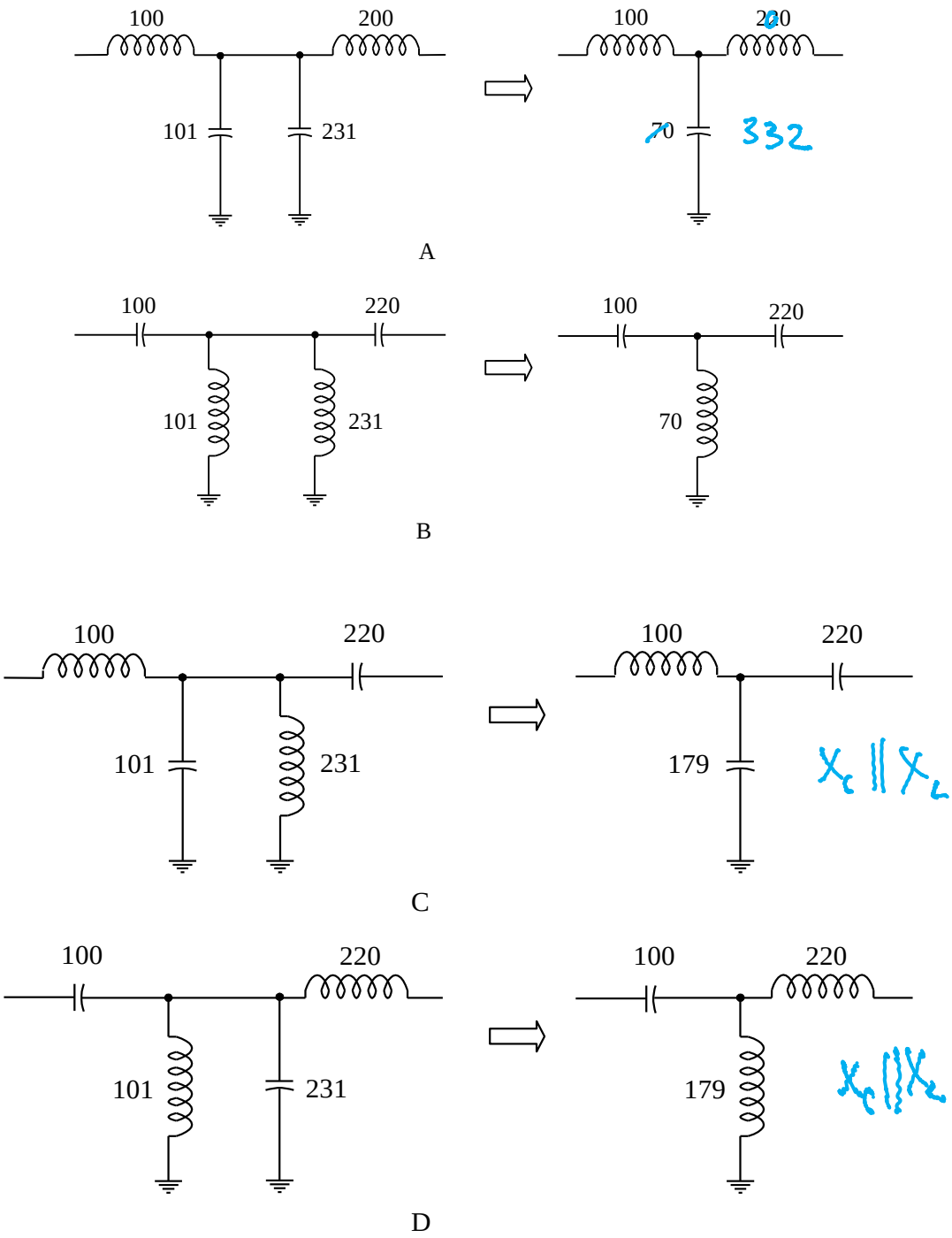
- Määrame virtuaaltakistuse suuruse: $R = R_{väikseim}(Q^2 + 1) = 10 \cdot 101 = 1010$ oomi (joonis5.2.24).
- Leiame esimese L-ahela järjestikreaktiivsuse $X_{järj.1} = QR_{järj} = 10 \cdot 10 = 100$ oomi;
- Leiame esimese L-ahela paralleeltakistuse $X_{parall.1} = \frac{R}{Q} = \frac{1010}{10} = 101$ oomi
- Koormusepoolse L-ahela hüva on määratud virtuaalse takistuse ja koormustakistusega:

  $Q_2 = \sqrt{\frac{R}{R_{koormus}} - 1} = \sqrt{\frac{1010}{50} - 1} = 4{,}4$ oomi; järelikult
- $X_{parall2} = \frac{R}{Q_2} = \frac{1010}{4{,}4} = 230$ oomi ja $X_{järj.2} = Q_2 R_{koorm} = 4{,}4 \cdot 50 = 220$ oomi.

Lahendus on toodud üldkujul joon. 5.2.24, olles aluseks konkreetsete lahenduste koostamisel (joon. 5.2.25).



Joon. 5.2.24

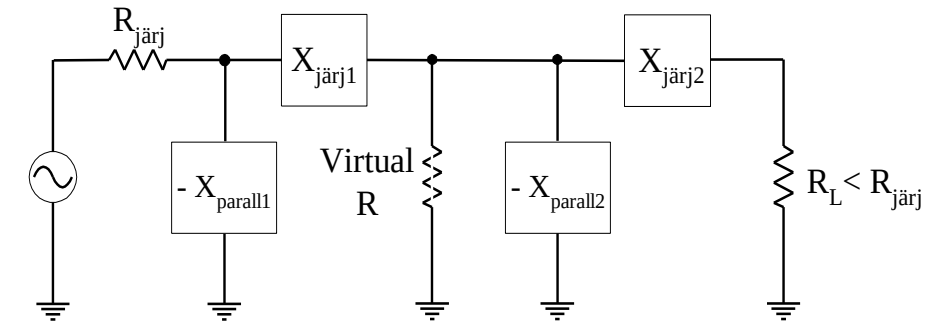


Joon. 5.2.25

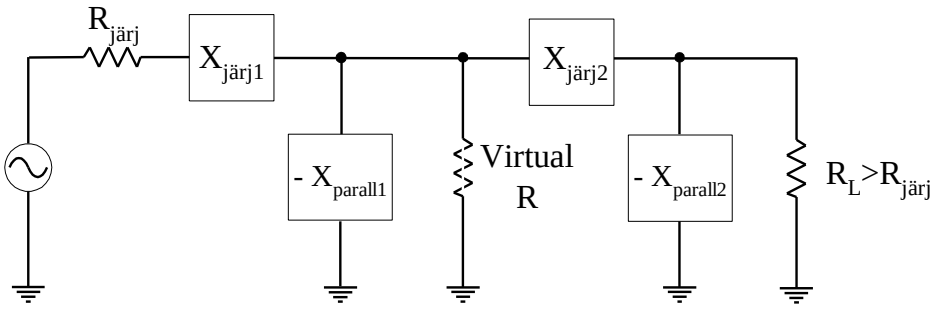
5.2.5 Laiaribalised diskreetsetel elementidel sobitusahelad

Laiaribalised[25] **ehk madala hüvega sobitusahelad moodustatakse samuti L- kujuliste ahelate baasil**, erinedes T- või Pii- kujulistest ahelatest selle poolest, et nad moodustatakse ühte liiki L-ahelate järjestikühendustena[26] (joon. 5.2.26).

[25] Tegemist on ikkagi selektiivse ahelaga, ribafitriga. Tänu madalale hüvele on nimetatud ahel laiaribalisem kui kõrgema hüvega selektiivne ahel.



A



B

Joon. 5.2.26

Nagu varasemast võis tähele panna, oli

- L-kujulise (2-elemendilise) ahela hüvetegur **automaatselt määratud** sobitatavate takistuste väärtustega,
- T- ja Pii- kujulistel sai ette anda L-ahelate hüvedest **kõrgemaid hüvetegureid**;

Laiaribalistes on aga võimalik – ja ka antakse ette hüvetegurid väiksematena kui nad oleksid L-ahelaga olnud. Mis on ka loogiline samm ülekande ja **sobituse laiaribalisuse** saavutamiseks.

Niisiis, laiaribalisus (väiksem hüve) saadakse ühesuguste L-ahelate järjestikühendamisega.

---

[26] T- ja Pii-kujulistes ahelatse ühendati 2 ühesugust L-kujulist ahelat vastakuti, siin aga 2 või rohkem ühesugust L- ahelat ühtepidi (ühes suunas) järjestikku.

Kahest L-ahelast saadud sobitusahela suurim laiaribalisus saavutatakse juhul, kui valitud virtuaalne takistus kujutab endast sobitatavate takistuste geomeetrilist keskmist:

$$R = \sqrt{R_{i.allikas} R_{koormus}} \; .$$

Koormatud ahela hüve avaldus järgmiselt:

$$Q = \sqrt{\frac{R}{R_{väikseim}} - 1} = \sqrt{\frac{R_{suurim}}{R} - 1} \; ;$$

kus siis:

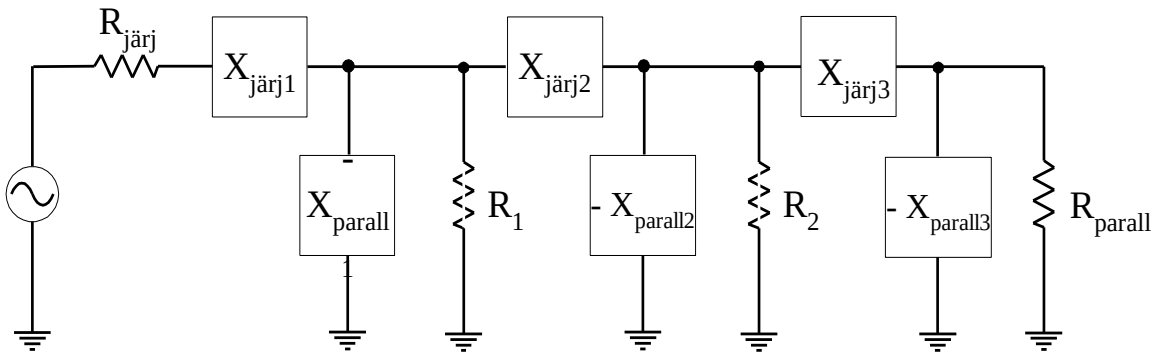
R – virtuaalne takistus;
$R_{väikseim}$ – väikseim sumbuvustakistus;
R_{suurim} – suurim sumbuvustakitus.

Kui saadud ribalaiusest ei piisa, valitakse L-ahelaid rohkem sisaldav (kõrgemat järku) sobitusahel. Optimaalne ribalaius saavutatakse siin juhul, kui iga järgnevate takistuste suhted on võrdsed:

$$\frac{R_1}{R_{väikseim}} = \frac{R_2}{R_1} = \frac{R_3}{R_2} \ldots = \frac{R_{suurim}}{R_n} \; .$$

Siin takistused R_1, R_2, ... R_n – L-ahelate vahelised virtuaalsed takistused.

Ülaltoodut aitab selgitada kolmeastmelise sobitusahela joonis 5.2.27



Joon. 5.2.27

5.2.6 Smithi kaart (ringdiagramm)

5.2.6.1 Lähtealused

Smithi diagrammita on raske kujutada ette komplekssuurustel baseeruvate kõrgsageduslike (RF) võimendusastmete projekteerimist. Kui on tekkinud ettekujutus Smithi diagrammi olemusest – oleme saanud võimsa graafilise relva RF võimendite töö uurimiseks ja optimeerimiseks.

Vaatleme siinkohal Smithi diagrammi kui vahendit takistuste sobitamiseks.

Diagrammi koostamisalustes avaldatakse signaali peegeldusteguri[27] signaali ülekandmisel allikast takistusega Z_s koormusele takistusega Z_L alljärgnevalt:

$$\rho = \frac{Z_s - Z_L}{Z_s + Z_L}.$$

Normeerides seda avaldust koormustakistuse Z_L suhtes, saame:

$$\rho = \frac{Z_0 - 1}{Z_0 + 1};$$

kus normeeritud komplekstakistus $Z_0 = \frac{Z_s}{Z_L} = R + jX$.

Reflektsiooniteguri polaarkuju saab esitleda samuti reaal- ja imaginaarosana, saades

$$\rho = p + jq$$

Asetades toodud komplekskujud normeeritud peegeldusteguri lähtevalemisse, saame tulemuseks:

$$p + jq = \frac{R + jX - 1}{R + jX + 1}$$

Avaldades siit reaal- ja imaginaarosad, saame:

$$p = \frac{R^2 - 1 + X^2}{(R+1)^2 + X^2};$$

$$q = \frac{2X}{(R+1)^2 + X^2}.$$

Kasutades asendusmeetodit, avaldades seosest $p = \frac{R^2 - 1 + X^2}{(R+1)^2 + X^2}$ reaktiivsuuruse X:

$$X = \left(\frac{p(R+1)^2 - R^2 + 1}{1 - p} \right)$$ ning pannes selle q valemisse, saame X elimineerimisega seose aktiivtakistusega R:

[27] Seose loogilisust saab kontrollida, võttes $Z_s = Z_L \Rightarrow \rho = 0$

ring:
$$\left(p-\frac{R}{R+1}\right)^2+q^2=\left(\frac{1}{R+1}\right)^2.$$

Oleme saanud ringjoonte võrrandi, kus igale takistusele R vastab oma ringjoon, mille tsenter on koordinaatidega:

$$p=\frac{R}{R+1};\quad q=0$$

ja raadius r:

$$r_R=\frac{1}{R+1}.$$

Analoogselt, elimineerides asendusmeetodil ülaltoodud p ja q võrranditest aktiivtakistuse R, saame tulemiks

$$(p-1)^2+\left(q-\frac{1}{X}\right)^2=\left(\frac{1}{X}\right)^2.$$

Ka see kujutab endast ringjoonte võrrandit, kus igale reaktiivtakistusele vastab oma ringjoon keskmega

$$p=1;\quad q=\frac{1}{X}$$

ja raadiusega

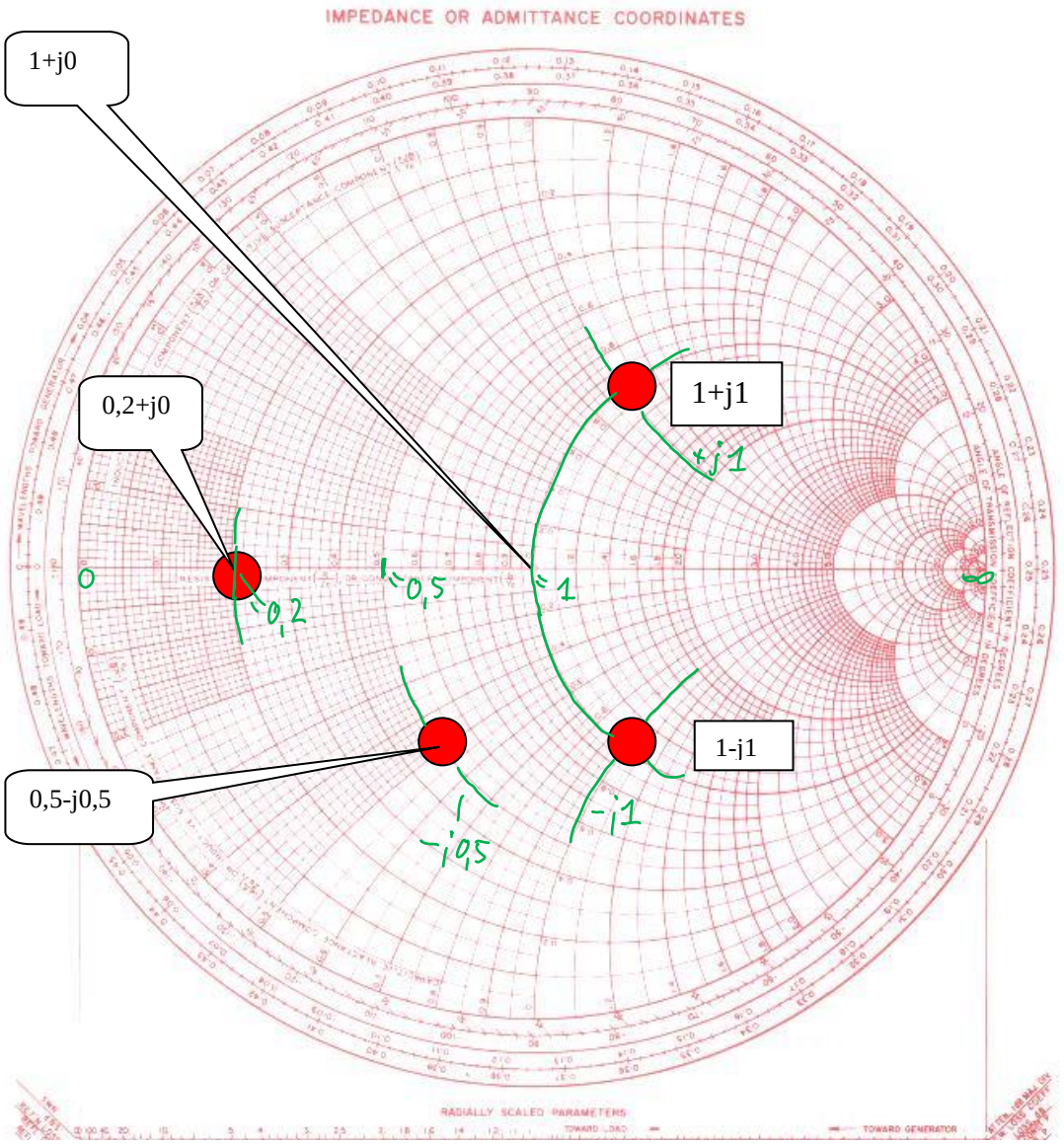
$$r_X=\frac{1}{X}.$$

Vastavad kõverad iseloomustavad siis kas induktiivse või mahtuvusliku iseloomuga püsitakistuslikku reaktiivsust.[28]

Pannes ülaltoodud kaks graafikut kokku, saamegi aktiiv- ja reaktiivtakistusi kujutava Smithi ringdiagrammi[29] (pilt 1)

[28] Tagamaks universaalsust, kujutatakse Smithi kaarti normeeritud kujul, väljendades takistusi $Z=\frac{R\pm jX}{Z_0}$, kus siis Z_0 on takistus, mille suhtes normeeritakse (selleks on võetud siin konspektis 1 oom, kasutatakse ka paljudel juhtudel levinud suurusena liini takistust 50 oomi).

[29] Smithi kaart omab tavaliselt veel lisaskaalasi seisevlaine teguri (SLT, SWR), peegeldusteguri ja transmissiooni kadude määramiseks.



Pilt 1

5.2.6.2 . Takistuste kandmine Smithi kaardile

Iga punkt Smithi kaardil kujutab järjestik-aseskeemina kujutatud (järjestikku ühendatud) aktiiv- ja reaktiivtakistust kujul $Z = R + jX$.

Näide 1:

- takistuse $Z = 1 + j1$ kujutamiseks leiame püsitakistusringi R=1 ja leiame selle ringi lõikepunkti reaktiivtakistuse ringiga, mille väärtus X=1. Tuletagem siinjuures meelde, et positiivne reaktiivtakistus tähendab induktiivsust.
- Takistuse $Z = 1 - j1$ kujutamiseks leiame R=1 ringi lõikepunkti ringiga X=-1.

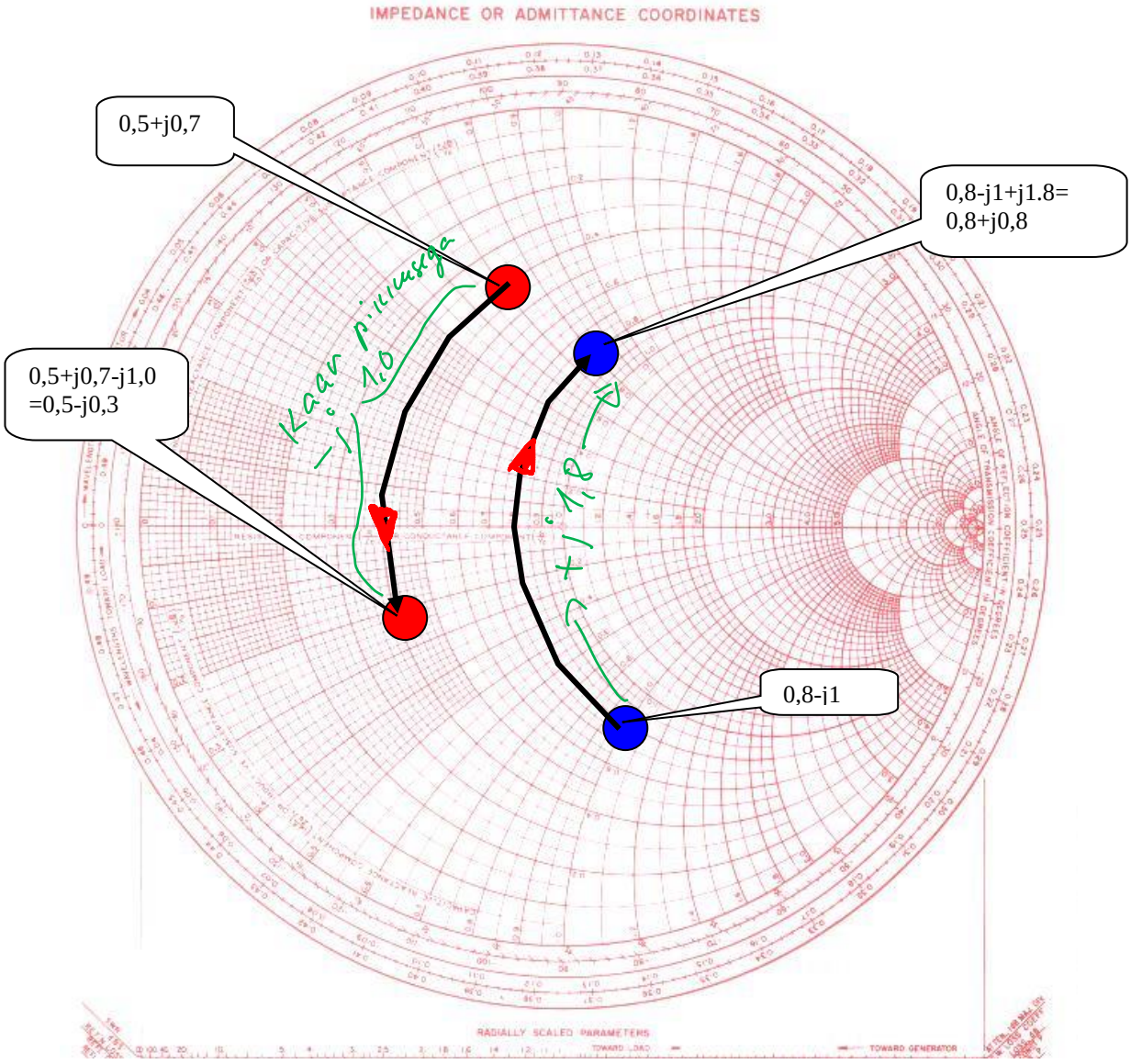
Kui on vaja kujutada takistusi suuremate/väiksemate arvväärtustega, siis parema täpsuse saavutamiseks on mõistlik nad taandada väärtuse "üks" lähedale. Näiteks takistus $Z = 1000 + j1500$ on mõistlik normaliseerida väärtusteks $z = 1 + j1{,}5$, jagades takistuste väärtused 1000-ga. Saadud tulemused tulevad siis ka sama arvuga läbi jagada.

Näide 2.

Kujutame graafiliselt, kuidas mõjutub lähteskeem $z = 0{,}5 + j0{,}7$ *oomi* järjestikmahtuvuse $-j1{,}0$ *oomi* juurdelisamisel. Matemaatiliselt saame:

$$Z = 0{,}5 + j0{,}7 - j1{,}0 = 0{,}5 - j0{,}3 \text{ oomi}.$$

Selline peaks siis olema lõpptulemus. Vaatleme seda protsessi graafiliselt (pilt 2):



Pilt 2

Reeglid on järgnevad:

- Järjestik**mahtuvuse** lisamisel impedantsi kaardil[30] tuleb liikuda **vastu kellaosuti liikumise suunda** mahtuvusliku takistuse väärtuse võrra;
- Järjestik**induktiivsuse** lisamisel tuleb liikuda **kellaosuti liikumise suunas** induktiivtakistuse väärtuse võrra .

[30] Smithi diagrammi kujutatakse ka juhtivuste baasil

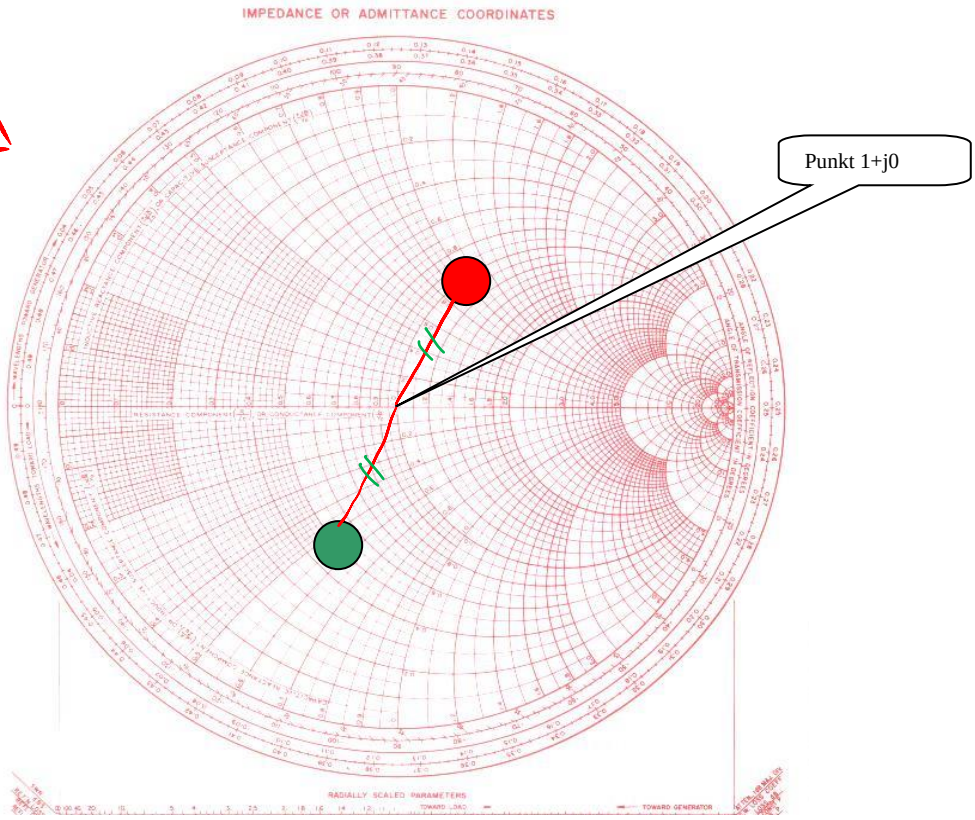
5.2.6.3 . Takistuste kujutamine juhtivustena

Seni olime kujutanud Smithi kaarti takistuste kaudu. See on aga lihtsalt muudetav kaardiks juhtivuste baasil. Teatavasti on juhtivus takistuse pöördväärtus: $Y = \frac{1}{Z}$. Seejuures juhtivus koosneb aktiiv- ja reaalosast: $Y = G \pm jB$.[31]

Matemaatiliselt avaldub takistuse Z=1+j1 muundus juhtivuseks järgmiselt:

$$Y = \frac{1}{1+j1} = \frac{1}{1{,}414\angle 45^0} = 0{,}7071\angle -45^0 = 0{,}5 - j0{,}5\ mho.$$

Kujutades kaardil punkte 1+j1 ja 0,5-j0,5 , näeme nende vahel olevat lihtsat reeglit (pilt 3):

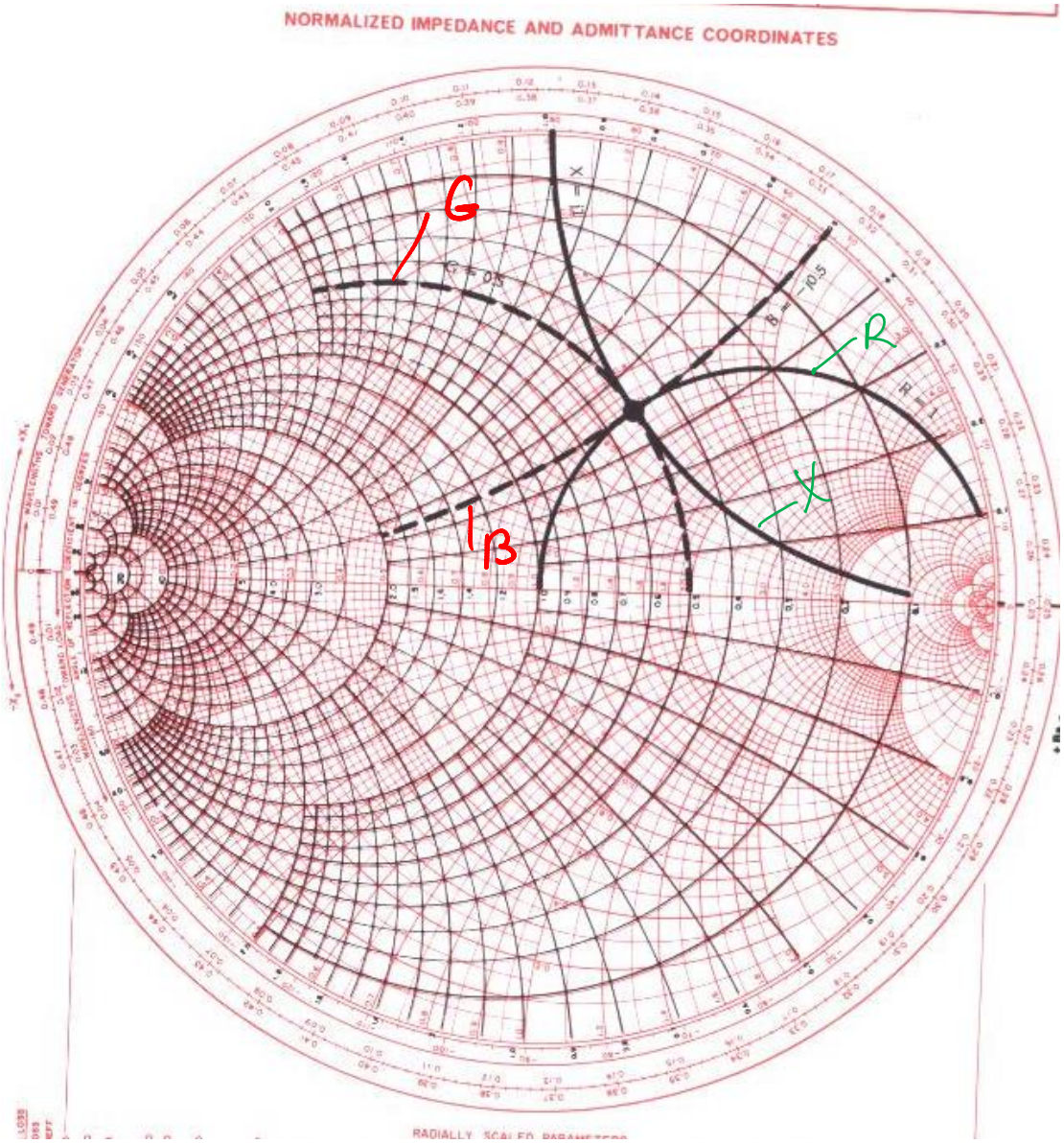


Pilt 3

Mõlemad punktid asetsevad samal kaugusel keskpunktist, kuid vastassuundades. Seetõttu saame ilma täiendavate arvutusteta leida takistusele vastava juhtivuse ja vastupidi.

Siit tekib ka teine võimalus takistuste - juhtivuste sidumiseks. Milleks leida erinevad punktid erinevates suundades – kui on võimalik nihutada kaarte – kujutada ühel kaardil - saaduna takistuste ja juhtivuste diagrammide kokkupanemise teel - nii takistusi kui juhtivusi (pilt 4).

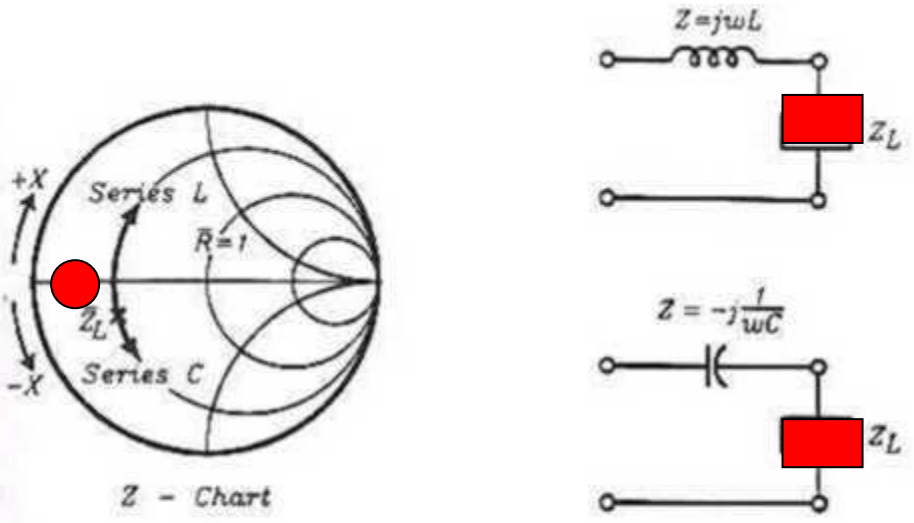
[31] G- juhtivuse aktiivosa (conductance), B- juhtivuse reaktiivosa (susceptance). Mõlemite põhimõõteühikuks on S –Siemens, kasutatakse ka tähistust mho (ohm-i ümberpööratud kuju). Siin on siis reaktiivsuuruste märgid vastupidised takistuslikele reaktiivsustele – mahtuvus on positiivne, induktiivsus negatiivne.



Pilt 4

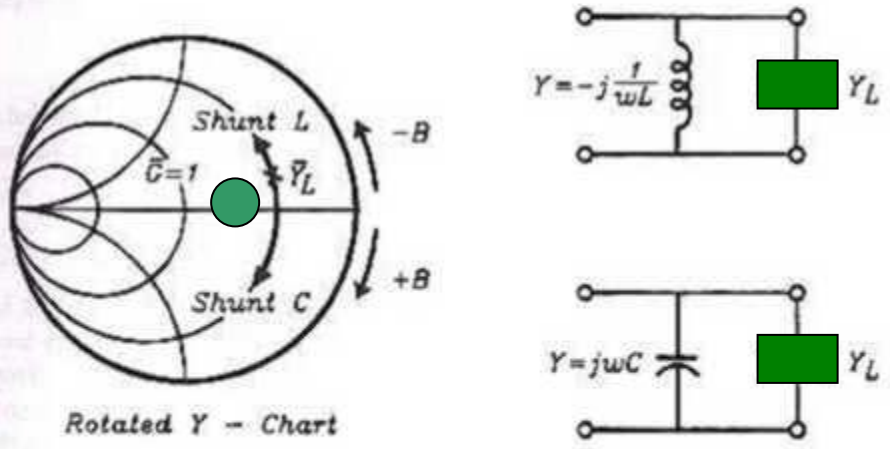
Joonisel on kujutatud R ja X esitus pideva joonega, vastavalt takistuste punasele skaalale, G ja B esitus aga punktiirjoonena vastavalt juhtivuste mustale skaalale.

Lõppkokkuvõttes takistuste – juhtivuste esitusel kehtivad järgmised reeglid:



Järjestikühendust kujutame takistustõkkena

FIGURE 2.35 Adding a series reactance to a load.

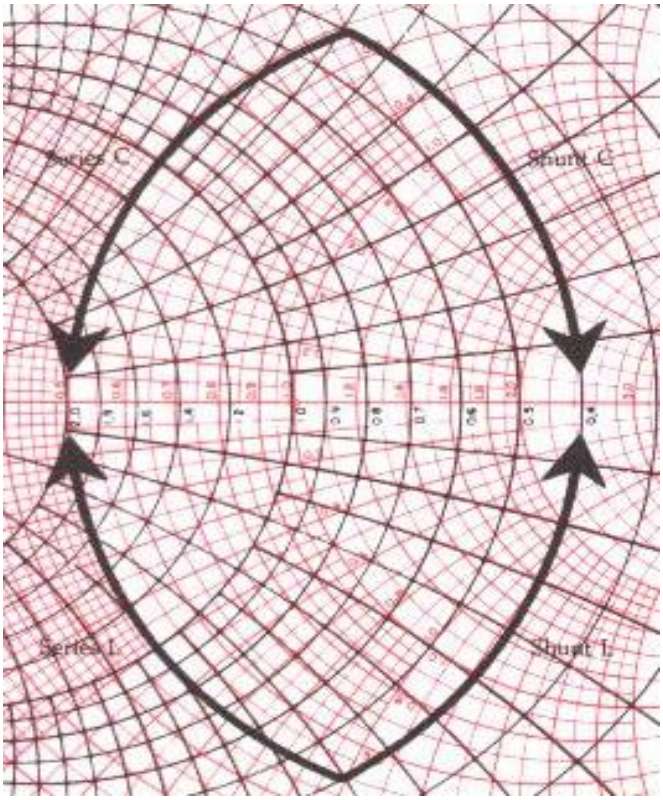


Paralleelühendust juhtivustõkkena!

FIGURE 2.36 Adding a shunt reactance to a load.

Pilt 5

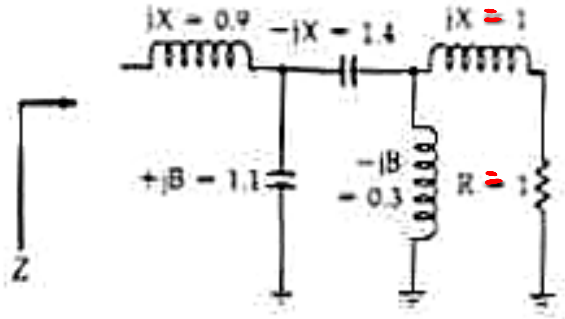
1. Järjestikühendus esitatakse takistusühikutes
2. Paralleelühendus esitatakse juhtivusühikutes
3. Positiivne reaktiivsus lisandub mööda kaart kellaosuti liikumise suunas
4. Negatiivne reaktiivsus lisandub mööda kaart vastu kellaosuti liikumise suunale



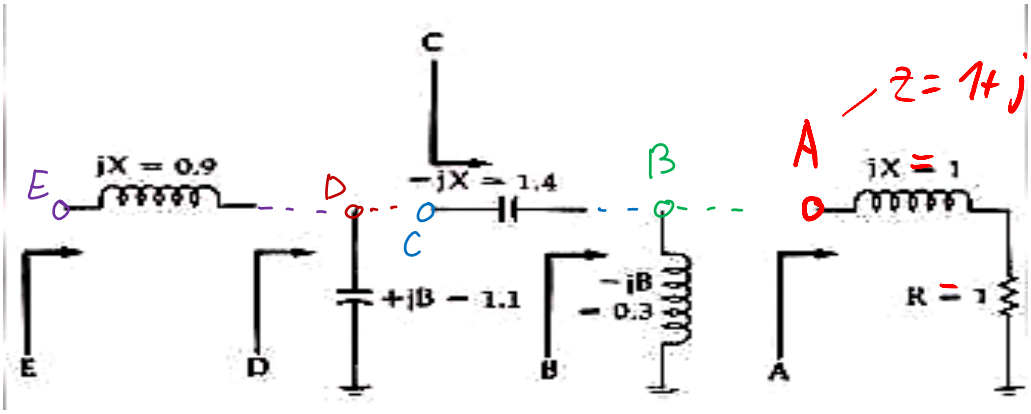
Pilt 6

Kujutades seda kõike ühel takistuste – juhtivuste Smithi kaardil, saame ülaltoodud pildi (pilt 6).

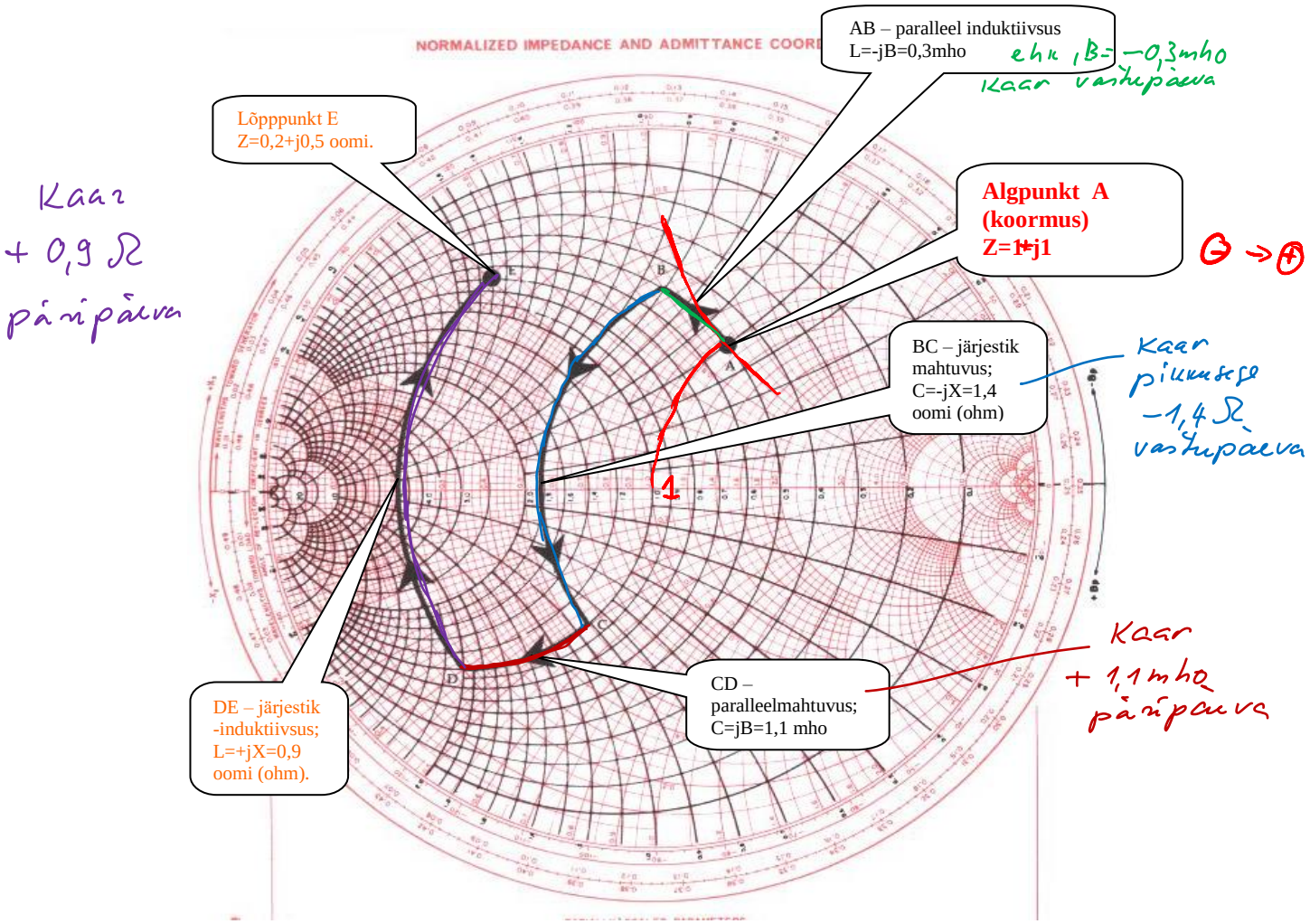
Näide 1. Kujutame skeemi (pilt 7) sisendtakistust Smithi diagrammil. Selleks esitame toodud skeemi kui üksikelementidest koosnevana (pilt 8). Järgnevalt konstrueerime üksikelementide kaupa nende esituse ringdiagrammil (pilt 9).



Pilt 7



Pilt 8



Pilt 9

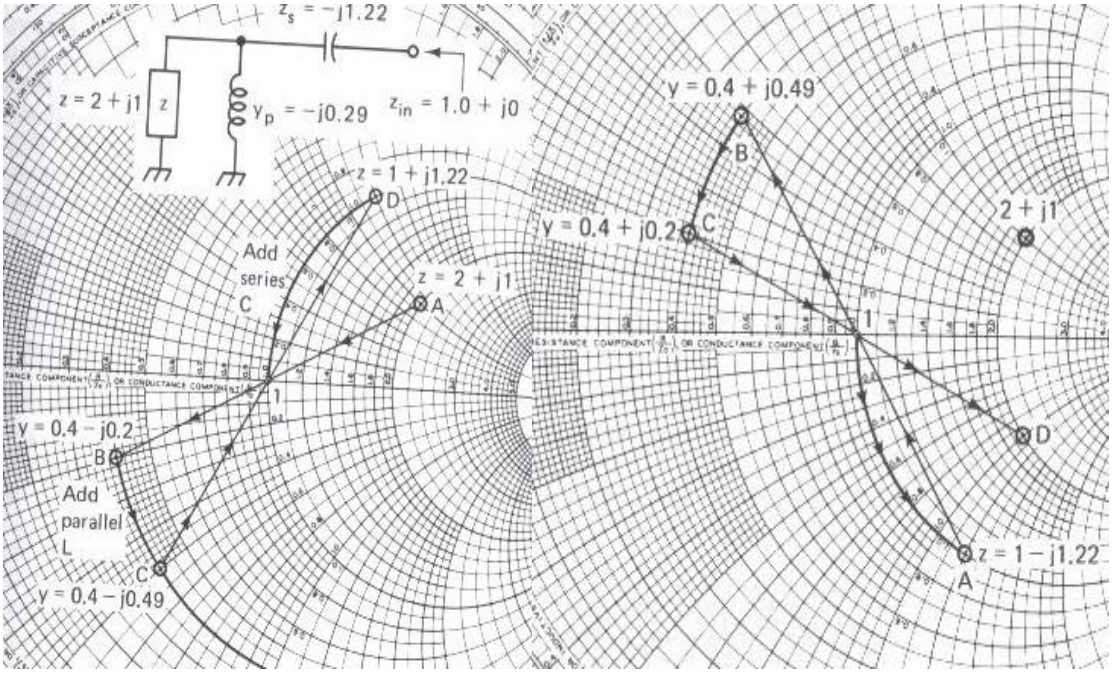
Nii saame takistuse esitused punktides A, B, C, D ja E. Saame kaared:

- AB – paralleelinduktiivsus; L=-jB=0,3mho
- BC – järjestikmahtuvus; C=-jX=1,4 oomi (ohm)
- CD – paralleelmahtuvus; C=jB=1,1 mho
- DE – järjestikinduktiivsus; L=+jX=0,9 oomi (ohm).

Punktis E saame lugeda kaardilt takistuse: Z=0,2+j0,5 oomi.

Näide 2 koduseks harjutuseks:

Konstrueerime pildil 10 toodud toodud ahelast kujutise ringdiagrammil alates koormusest (vasakpoolne näide) ja signaaliallikast (parempoolne näide)



Pilt 10

5.2.7 Takistuste sobitus Smithi kaardil

5.2.7.1 . Kaheelemendiline takistuste sobitus

Nägime, et Smithi kaardil on lihtne kujutada elementide järjestikkuseid (Z esitus) ning paralleelühendusi (Y esitus).

Seejuures kehtivad järgnevad seosed:

- **Järjestik mahtuvuse kohta** $C = \frac{1}{\omega XN}$;
- **Järjestik induktiivsuse kohta** $L = \frac{XN}{\omega}$;
- **Paralleelse mahtuvuse kohta** $C = \frac{B}{\omega N}$;
- **Paralleelse induktiivsuse kohta** $L = \frac{N}{\omega B}$.

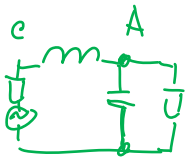
Siin $\omega = 2\pi f$

X – kaardilt loetud reaktiivtakistus

B – kaardilt loetud reaktiivjuhtivus

N – normaliseerimistegur, kasutatud tegelike sobitussuuruste kohaldamisel normeeritutega.

Näide 1. Konstrueerida kaheelemendiline sobitusahel 25-j15 oomise signaaliallika takistuse sobitamiseks 100-j25 oomilise koormusega. Töösagedus 60 MHz. Sobitusahel peab töötama ka kui madalpääsfilter.



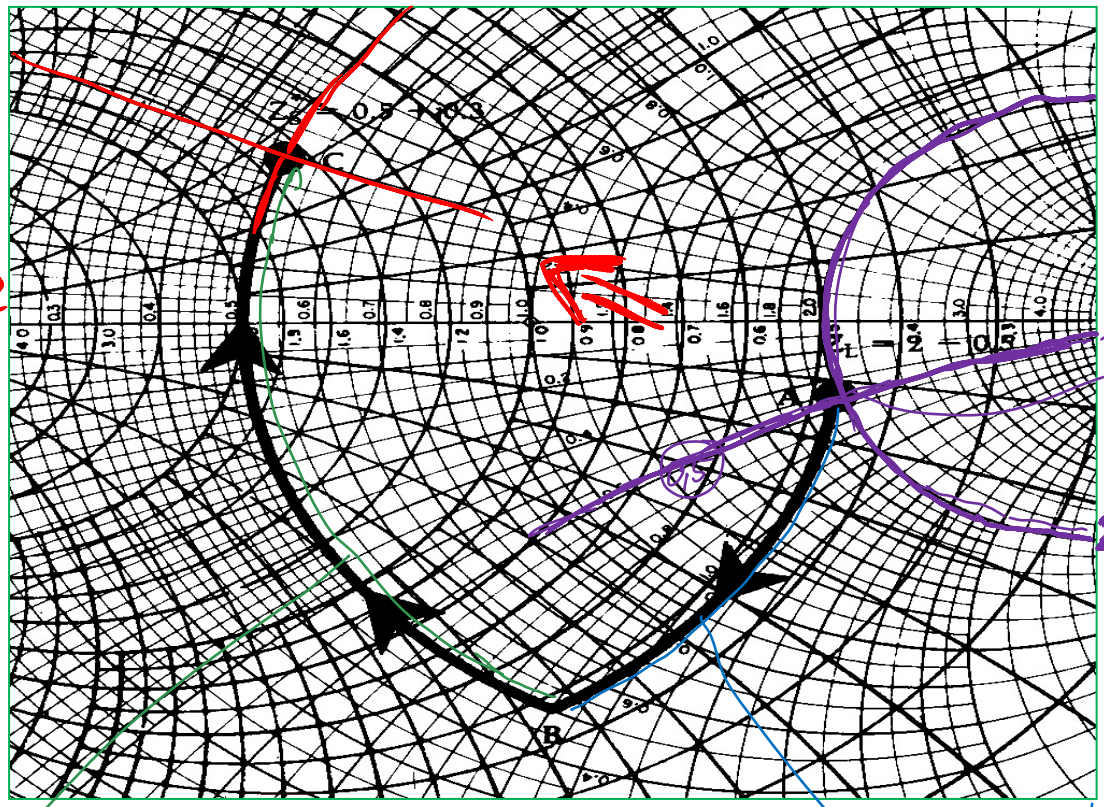
Kuna signaaliallikas on kompleksne, siis peab see olema koormatud oma kaaskompleksse takistusega. Seega koormus 100-j25 peab kujunema (signaaliallika suhtes) kui 25+j15 oomi.

On selge, et märgitud suurused pole sobilikud kandmiseks Smithi kaardile. Piisava täpsuse saavutamiseks tulevad need suurused normeerida. Valime normeerimise näitajaks 50 ning jagame sellega läbi kõik suurused. Saame:

1. Signaaliallika normeeritud takistuseks kujul, millega allikas peaks olema koormatud (lähtesuurusega kaaskompleksne takistus) **0,5+j0,3 oomi** (punkt C);
2. Koormuse normeeritud takistuseks Z_L = **2-j0,5 oomi** (punkt A).

Kanname märgitud suurused Smithi kaardile, saades vastavad punktid C ja A. Ainukeseks teeks (madalpääsfiltri lahenduseks) jõudmaks punktist A punkti C on minna üle punkti B:

3. Jõudmaks allika kaaskomplekssed reaktiiv**takistust** +j0,3 iseloomustavale ringile – tuleb kasutada **paralleelset** mahtuvust **juhtivuse** väärtusega (kaare AB pikkusega) +jB= 0,73 mho - **jõudes niiviisi punkti B**
4. Jõudmaks allika aktiiv**takistuse** suurust 0,5 oomi kirjeldavale ringile - kasutada järjestikinduktiivsust (kaar BC) väärtusega (kaare BC pikkusega) +jX=1,2 oomi – **jõudes niiviisi punkti C**



5. Mahtuvuse takistuseks kujuneb tema juhtivuse pöördväärtus:

Kaar pikkusega
+ jX = + 1,2 Ω (L)
(järj. ühendus)
|| ühendus
Kaar pikkusega
+ j0,73 mho (C)
= - j1,37Ω

$X_C = \frac{1}{+jB} = \frac{1}{j0{,}73 mho} = -j1{,}37 oomi$:

6. Minnes üle normaliseeritud suurustelt tegelikele, saame:

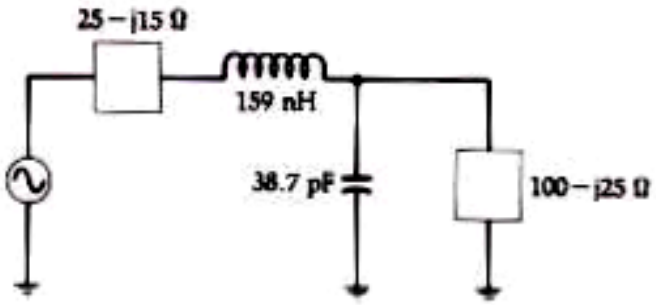
$X_L = 60 oomi; \quad X_C = 68{,}5 oomi$.

7. Komponentide tegelikud suurused tuleksid:

Induktiivsus $L = \frac{X_L}{\omega} = \frac{60}{2\pi(60*10^6)} = 159 nH$;

Mahtuvus $C = \frac{1}{\omega X_C} = \frac{1}{2\pi(60*10^6)(68{,}5)} = 38{,}7 pF$.

Arvutuste tulemina saadud skeem on toodud pildil 11.



Pilt 11

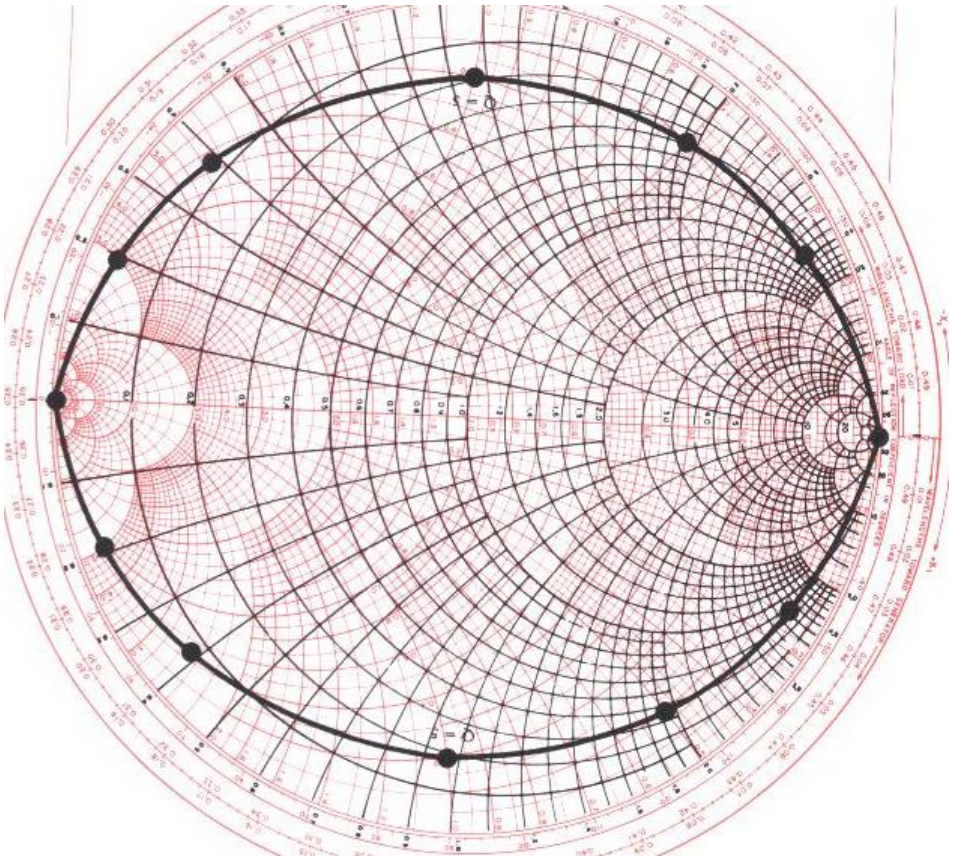
5.2.7.2 . Kolmeelemendiline sobitus

Varasemast nähtus 3- elemendilise sobitusahela eelis 2- elemendiliste ees – võimalus valida, ette anda sobiv hüvetegur (selektiivsus). Tekib küsimus, kuidas kajastub hüvetegur Smithi kaardi kaudu ja kuidas siis selle järgi projekteerida sobitusahelat:

- Hüvetegur avaldub teatavasti reaktiivtakistuse ja aktiivtakistuse suhte kaudu.
- Seega iga punkt Smithi kaardil, kajastades nii reaktiiv- kui ka aktiivtakistust, kajastab ka hüvetegurit.
- Võttes aluseks mingi kindla hüve väärtuse, saab leida lõpmatu arv punkte, mis kõik tagavad selle väärtuse. Nii näiteks kõik järgnevad punktid annavad hüve väärtuseks 5:

$R + jX = 1 \pm j5; \quad 0{,}5 \pm j2{,}5; \quad 0{,}1 \pm j0{,}5.$

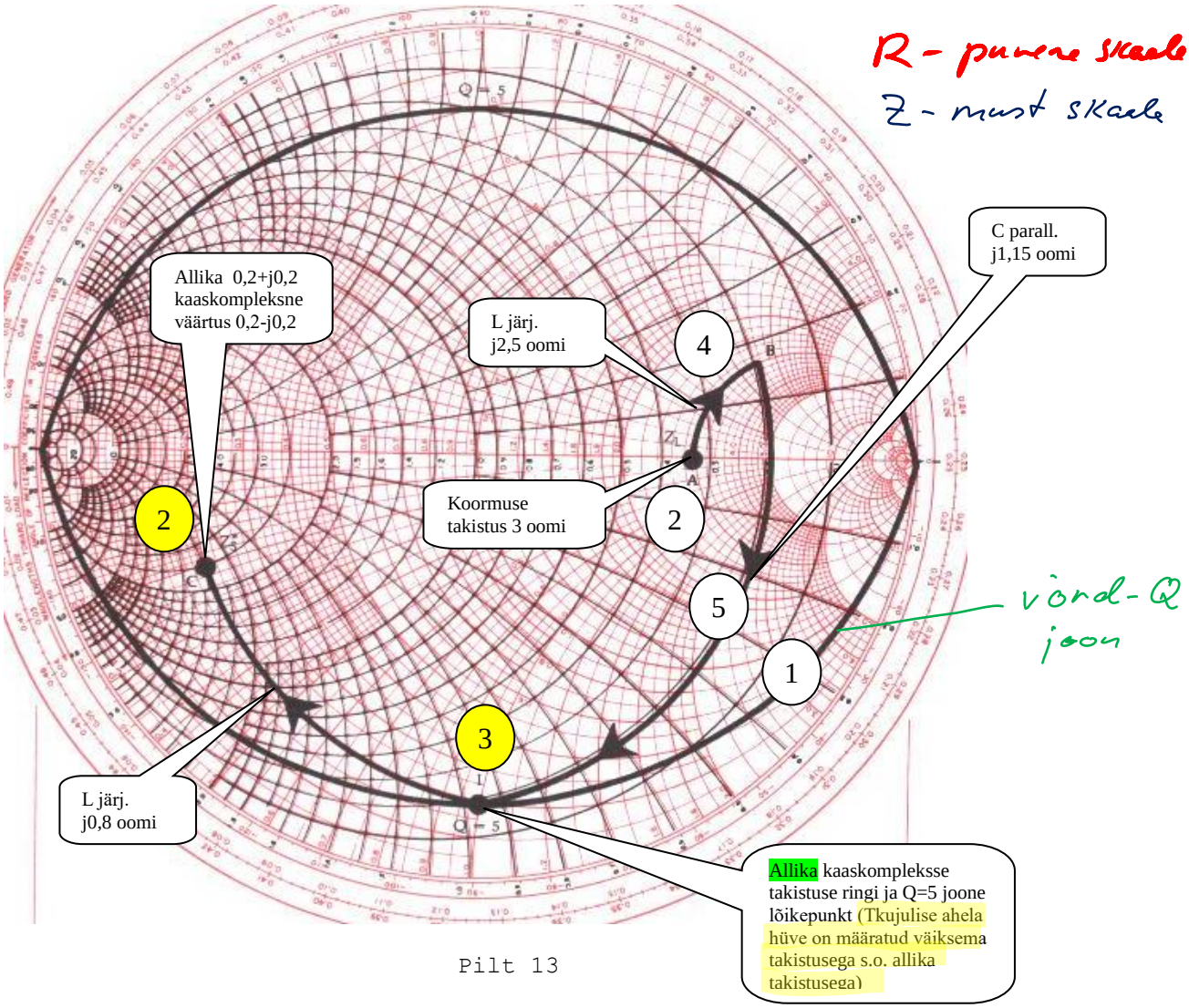
Pildil 12 on toodud jooned, millede punktid vastavad hüvele Q=5.



Pilt 12

Näide 1. Vaatleme ringdiagrammil (pilt 13) T – kujulise sobitusahela projekteerimist. Niisiis, on vaja on konstrueerida sobitusahel signaaliallika, takistusega $Z = 15 + j15$

oomi sobitamiseks 225 oomise koormustakistusega. Töösagedus on 30 MHz, vajalik hüve $Q = 5$.



Pilt 13

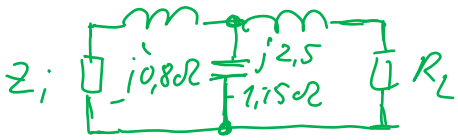
1. Joonistada diagrammile etteantud hüvele vastavad jooned.
2. Tähistada
   - koormuse takistus Z_L (punkt A)
   - allika takistuse kaaskomplekssne suurus Z_S^* (punkt C)

N = 75

Antud näites tuleks suurusi normeerida. Valides normeerimisteguriks 75, saame $Z_s^* = 0{,}2 - j0{,}2\ oomi$; $Z_L = 3\ oomi$. Kanname need takistused ringdiagrammile (NB! Takistustele vastab punane skaala)

3. Määrame lõikepunkti I, mis iseloomustab Q=5 joone lõikumist allika kaaskomplekssе suuruse Z_S^* väärtusele vastava püsitakistuse ringiga. Sest T-kujulise ahela korral määrab hüveteguri väikseim takistus[32], seega T-kujulise ahela korral[33] on määravaks takistuseks signaaliallika takistus, kuna $R_s < R_L$.

[32] Pii kujulisel ahelal oli see võrratus vastupidine



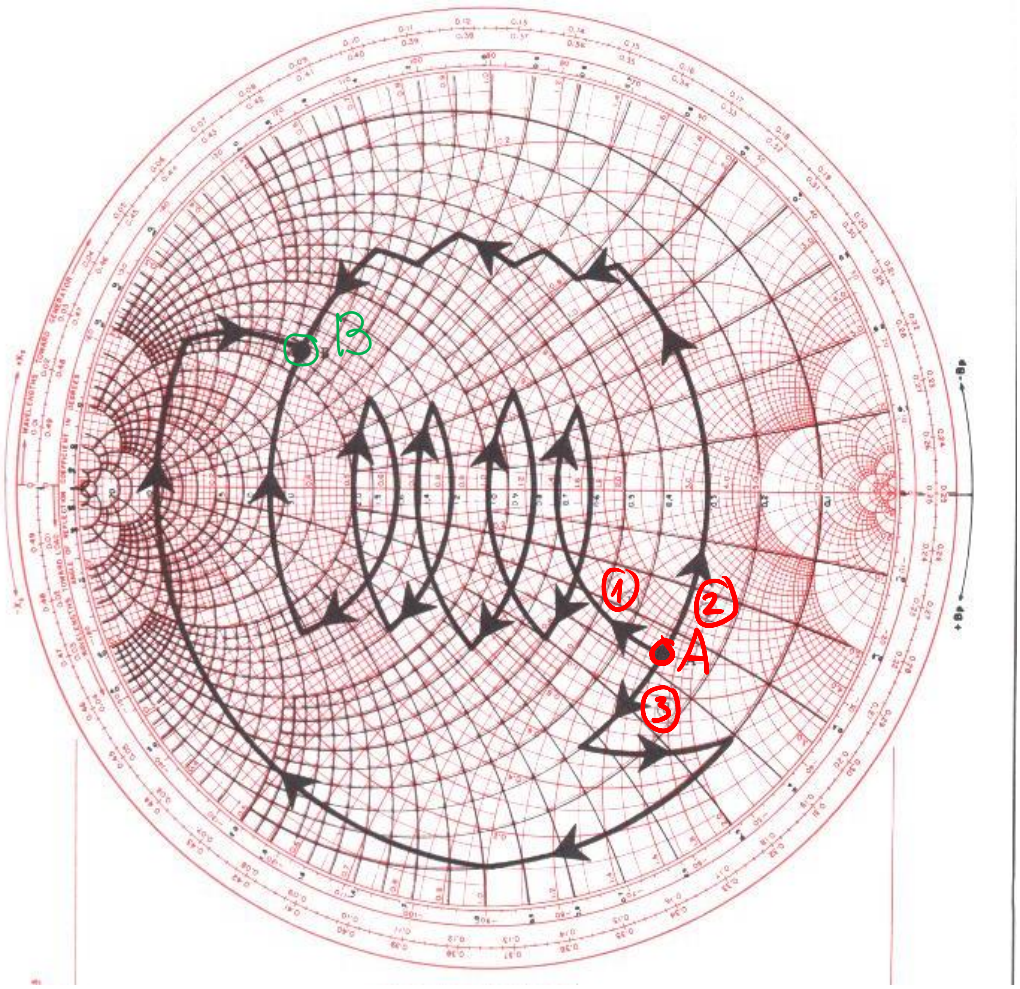
4 ja 5 samm: Ühendame punkti A punktiga I kahe kaare abil - AB ja BI.
Oleme saanud liikudes koormuse poolt allika poole, järgnev T-kujulise sobitusskeemi:

1. kaar AB – järjestikkune L=j2,5 oomi (995nH)
2. kaar BI – paralleelne C=j1,15 oomi (81 pF)
3. kaar IC – järjestikkune L=j0,8 oomi. (318 nH).

Ülaltoodud induktiivsuste ja mahtuvuse väärtused on leitud 30 MHz töösageduse kohta p.5.2.7.1. toodud valemite alustel, kasutades normeerimistegurit väärtusega 75.

5.2.7.3 Mitmeelemendiline sobitus

Mitmeelemendilise sobituse korral, kus hüve ei ole konstantne suurus, on võimalik saada lõpmatu arv lahendeid. Nii näiteks on kujutatud (pilt 14) kolme (lõpmatu hulga varianide seast) näitlikku võimalust ühe sobitusülesande lahendamiseks.



Pilt 14

Punktide A ja B ühendamiseks on pakutud:

1. Alustatakse järjestik-induktiivsusega, jõudes 9 elemendi kaudu punkti B
2. Alustatakse paralleelsest induktiivsusest, jõudes 8 elemendi kaudu punti B
3. Alustakse paralleelsest mahtuvusest ja jõutakse 5 elemendi kaudu punkti B.

---

[33] Pii kujulisel ahelal $R_s > R_L$ tuleb leida lõikepunkt püsiQ joone ja allika juhtivuse G-le vastava ringjoone vahel. Vastava kaare pikkus näitab esimese elemendi väärtust. Järgnevalt minnakse punktist I kahe liigutusega (kaartega – esiteks järjestikelement, siis paralleelelement) kuni signaaliallika kaaskomplekse suuruseni.

5.3 Lairibavõimendid

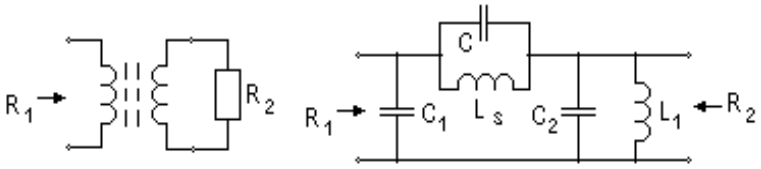
5.3.1 Üldised põhimõtted

Võimendite laiaribalisus tagatakse siin laiaribaliste võimenduselementide ning mitteselektiivsete sobitusahelatega. Laiaribaliste võimendite kasutamine on kasvanud tänu uuemate, laiaribaliste modulatsiooniliikide kasutuselevõtmisele. Ka on levima hakanud tendents lihtsustada ümberhäälestatavate sagedusdiapasoonidega saatjate-vastuvõtjate konstrutsiooni, tehes osa võimendusastmeid laiaribalistena.

5.3.2 Lairiba sobitusahelad

Kuigi varemvaadeldud filtrite tüübid (eriti kõrgemat järku) võimaldavad sobitust ja lisaks ka filtreerimist (sageduslikku selektiivsust) tagada küllalt laias sagedusribas, võtame siin vaatluse veelgi laiaribalisema (juba siis mitteselektiivse) seadeldise - lairibatrafoga 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 lairibatrafode kasutamine õigustatud.

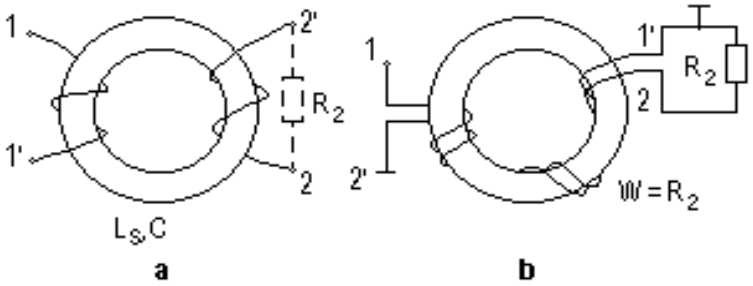
Vaatleme tavalist trafot ja selle aseskeemi (joon. 5.3.1). Võib



Joon. 5.3.1.

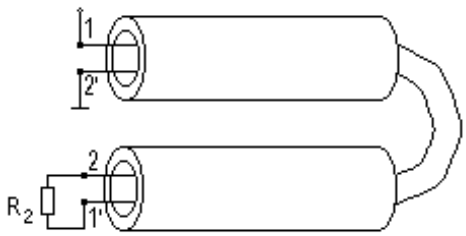
näha, et keskmistel sagedustel ülekanne ei ole mõjustatud puisteinduktiivsusest L_s, läbivmahtuvusest C ega primaarmähise induktiivsusest L_1. Madalatel sagedustel sõltub trafo ülekanne primaarmähise induktiivsusest L_1 (tavaliselt valitakse $2\pi f_{madalsag} L_1 \geq 3R_1$). Kõrgete sageduste ülempiiri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

Nendel sagedustel kasutatakse nn liinilõik-trafosi. Vaatleme üleminekut tavaliselt trafolt liinilõik-trafole (joon. 5.3.2)

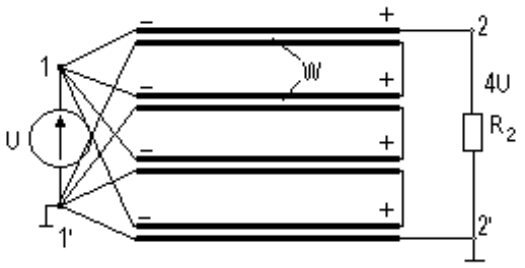


Joon. 5.3.2.

Tavalisel trafol (**a**) toimub energiaülekanne magnetilise induktsiooni tõttu magnetahelas. Kaasnevad L_s ja C, nagu öeldud, alandavad ülemist sageduspiiri. Nüüd aga kasutame ära mähistevahelise mahtuvuse C, kerides mähised paralleelselt (**b**). Saame ülekandeliini lainetakistusega W, mis sisaldab nii induktiivsust L kui mahtuvust C. Samal põhimõttel saame konstrueerida trafo ferriittoru või rõngaste rea abil, neist traadi läbitõmbamisega (joon. 5.3.3).



Joon. 5.3.3



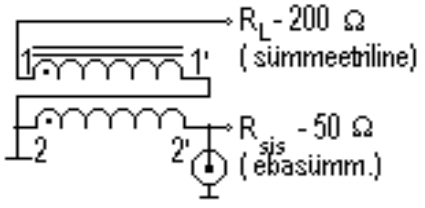
Joon. 5.3.4

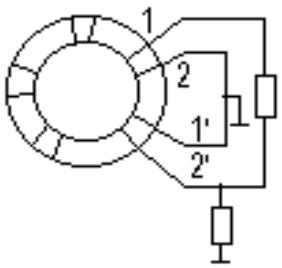
Liini parameetrid, voolujuhtide kuju, vahekaugus valitakse nii, et lainetakistus $W = R_2$. Nii saadakse liinis jooksva laine reziim ja järelikult pinge amplituud koormusel ei sõltu enam töösagedusest. Väljundpinge faas sisendpinge suhtes hakkab siin sõltuma liini pikkusest $x = 2\pi l/$liini lainepikkus,
kus x - liini elektriline pikkus, l - liini geomeetriline pikkus.

Nii kaotatakse trafol ülemine sageduspiir (kuni säilib jooksva laine reziim), alumine sageduspiir jääb endiseks. Saime trafo – elektromagnetilise sidestusega.

Takistuste n-kordset transformeerimist võib saavutada mitmeti. Esimene võimalus seisneb mitme, omavahel sõltumatute, trafode sisendite paralleel- ja väljundite järjestikühendamises (joon. 5.3.4), 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 juhtme algusega - saame nn tsüklilise mitmejuhtmelise liini (joon. 5.3.5). Liinilõigud asetsevad ühisel magnetjuhtmel,







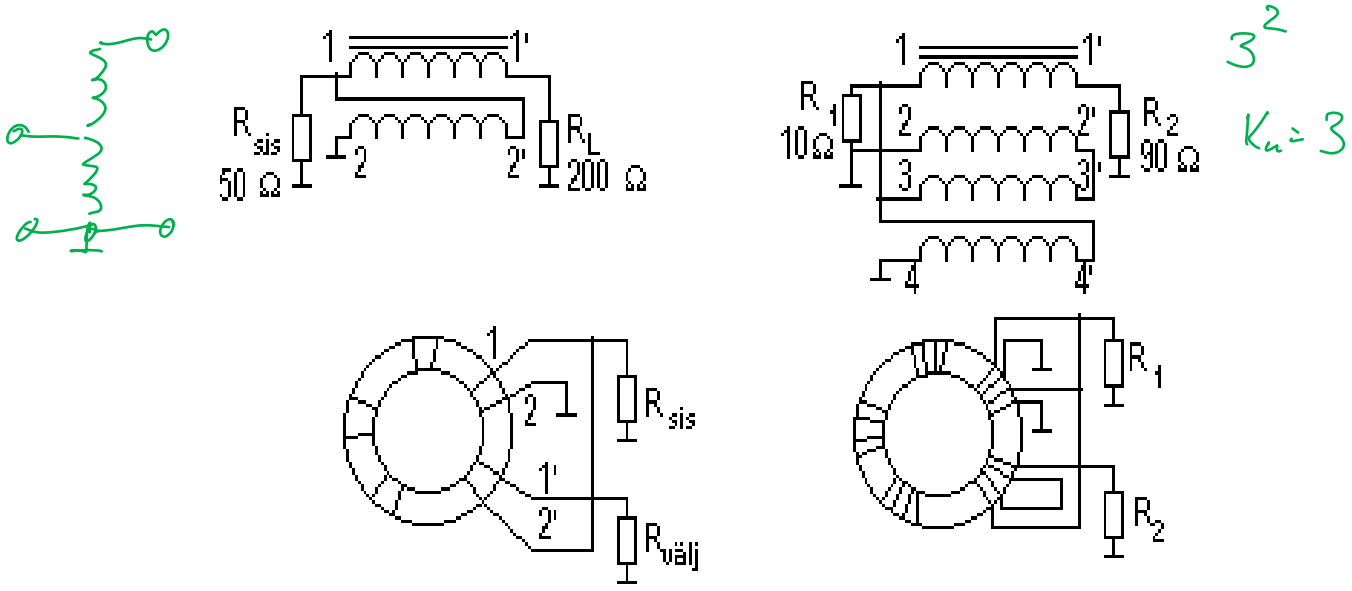
Joon. 5.3.5 Joon. 5.3.6

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.

Ferromagneetikutega lairibatrafodes kasutatakse madalamatel sagedustel tavaliselt ferriitsüdamikke, suurematel võimsustel ja kõrgematel sagedustel - pulbristatud rauast kokkupressitud (powdered iron) südamikke, kuna ferriit on tundlikum küllastuse ja ülekuumenemise suhtes (jäävalt muutub südamiku magnetiline läbitavus (permeability factor)).

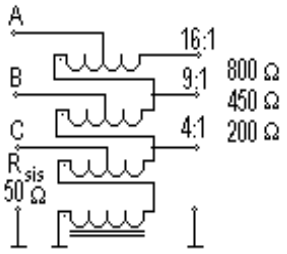
Selgitame lairibatrafode rakendusvõimalusi toroidtrafode baasil. Selliste trafode sumbuvus sagedustel kuni 50 MHz ja koormustel kuni 250 oomi on väiksem 0.8 dB, olles tavaliselt piires 0.3...0.6 dB. Jooksva laine tegur on kuni 1.25.

Niisiis, toroidtrafol keritakse tavaliselt mähised üheaegselt - näiteks 1:4 trafole bifilaarselt (joon 5.3.6). [NB! Takistuste transformeerimistegur n = K_U^2]. Toodud trafo muudab - lisaks takistuste transformeerimisele - ebasümmeetrilise (unbalanced) sisendi sümmeetriliseks (balanced) väljundiks. Järgmine näide on ebasümmeetrilise sisendi- ja väljundiga (joon. 5.3.7). Edasi on toodud näited trafoülekande 9:1 kohta (joon. 5.3.8), muudetava

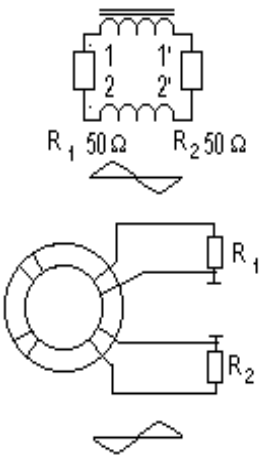


Joon. 5.3.7 Joon. 5.3.8

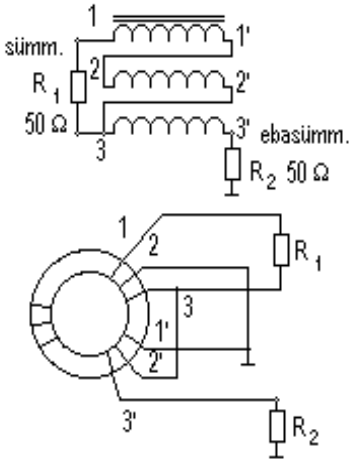
ülekandega trafo kohta (joon. 5.3.9), faasipööraja ülekandega 1:1 (joon. 5.3.10) ja sümmeetrilise sisendi transformeerija ebasümmeetriliseks väljundiks (või vastupidi) (joon. 5.3.11).



Joon. 5.3.9



Joon. 5.3.10



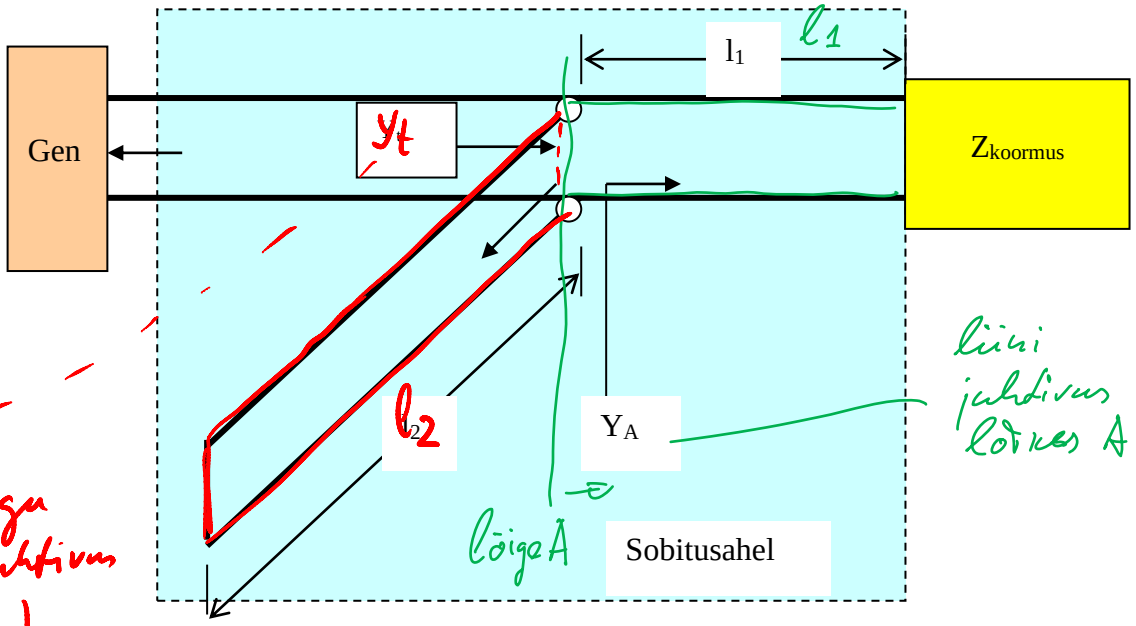
Joon. 5.3.11

5.3.3 Sobitus - liinilõikude kasutamine

Sobituseks kasutatavad liinilõigud võivad olla lülitatud nii paralleelselt kui ka järjestikku signaaliahelatega. Erijuhuseks on siin veerandlaine pikkuste liinilõikudse kasutamine. Toome siin mõned näited.

5.3.3.1 . Sobitus paralleelse lühistatud liinilõiguga[34].

Paralleelühenduse korral on mugavam kasutada juhtivusdimensiooni (järjestikkusel siis takistuslikku). Võtame näite (joon 5.3.12):



Joon. 5.3.12

Sobituse tagamiseks valitakse liinipikkused l_1 ja l_2 selliselt, et sisendjuhtivus $Y_{sis} = 1$. Selleks peab täituma nõue, et $Y_A = 1 + jb$ ja et $Y_t = -jb$. Nii saame, et:

$$Y_{sis} = Y_t + Y_A = 1.$$

Tuginedes liini omadustele, saame, et

$$Y_A = \frac{Y_L + jtg\beta l_1}{1 + jY_L tg\beta l_1} = 1 + jb \quad \text{ja} \quad Y_t = -jctg\beta l_2 = -jb$$

5.4 Võimendite skeemide näited

5.4.1 Võimendite toite – ja signaaliahelad

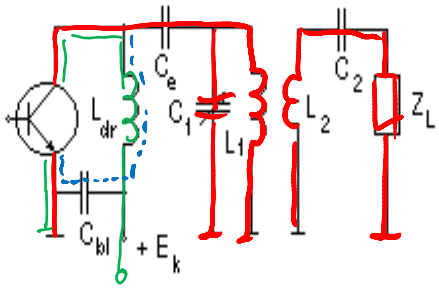
Vaatleme väljundahelaid transistorvõimendi baasil - seega vaatleme kollektorahela skeemitehnikat. Skeemi koostamine tugineb nõudele, et oleks tagatud transistori alalispingereziim, signaaliahel võimalikult väikeste kõrvalmõjudega ja alalis- ning signaaliahelate lahtisidestus.

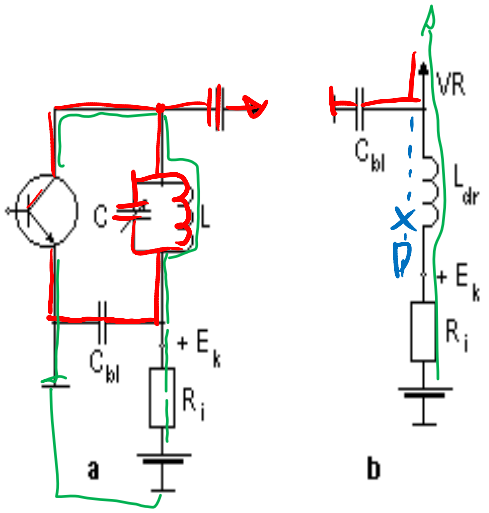
Põhiküsimusena vaatleme toite- ja signaalitrakti ühendusviise. Kasutatakse:

- Paralleeltoidet

[34] Matching Stubs

- järjestiktoidet





-

Joon. 3.4.1. Joon. 3.4.2.

Paralleeltoite korral (joon 3.4.1) toidetakse võimenduselementi üle drosseli (vahest harva ka üle takisti), vältimaks kõrgsagedustrakti lühistamist toiteallika poolt.

- Leiame kriteeriumid drosseli valikuks. Nõuame, et drosselit läbiv kõrgsagedusvool oleks palju väiksem koormusahelale ülekantavast voolust. Selleks on ilmne, et drosseli reaktiivtakistus ωL_{dr} peab olema palju suurem koormusahela poolt moodustatavast kollektori koormustakistusest R_k. Viimane on avaldatav ligikaudselt

$$R_k \sim Q\omega L_1.$$

Saame, et drosseli valikul tuleb rahuldada võrratust

$$L_{dr} > QL_1 .$$

- Võib püstitada ka teise kriteeriumi, nõudes, et drossel mõjutaks võimalikult vähe astme resonantsomadusi, eelkõige resonantssagedust. Kui kujutada joonise 3.4.1 aseskeemi signaalisagedusel, saame, et drossel on ühendatud võnkeringile paralleelselt.
- Mõlemil juhul näeme, et mida suurem on drosseli induktiivsus, seda parem.
- Siit ei tule nii aru saada, et neid võrratusi tuleks täita maksimaalse võimaliku varuga. Seda piiravad esiteks juba konstruktiivsed ja majanduslikud kaalutlused, drosselite elektrilised omadused. Nimelt, mida suurem on drosseli induktiivsus, seda suuremaks läheb drosseli keerdudevaheliste mahtuvuste mõju. Drosseli sisemahtuvus võib saavutada sellise väärtuse, millest alates drosseli kogutakistus hakkab keerdude arvu suurendamisel hoopis vähenema. Kõrgematel sagedustel võib drosselit vaadelda jaotatud parameetritega liinina, mis teatavasti võib anda oma sisendis vastavate tingimuste täitmisel nii lühise kui ka katkestuse.
- Seetõttu valitakse drosseli induktiivsus tavaliselt järgmise kriteeriumi järgi

$$L_{dr} > (20...30)L_1.$$

Järjestiktoite korral kasutatakse skeemi, kus kõrgsagedustrakt ühendatakse maaga läbi sildava kondensaatori C_{bl} (joon. 3.4.2a), blokeerides kõrgsagedussignaali sattumise toiteallikasse.

Siin võib tekkida raskusi vajaliku suurusega kondensaatori tagamisega, seda eriti madalatel sagedustel ja/või suurtel võimsustel:

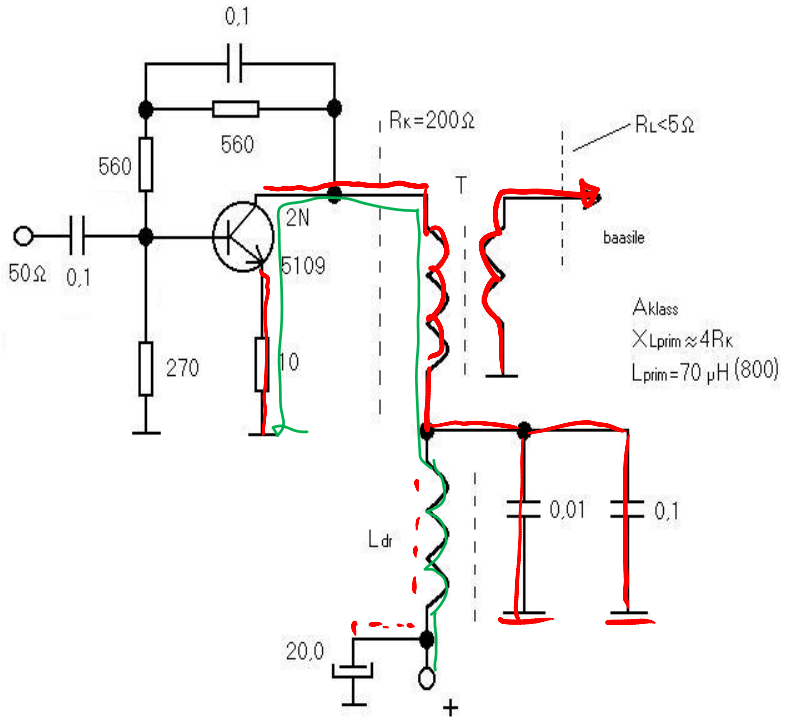
- Selleks, et sildav kondensaator töötaks efektiivselt, tuleb täita võrratust $|X_{Cbl}| << R_i$, kus R_i on toiteallika sisetakistus. Suurtel toitevõimsustel on toiteallika sisetakistus väga väike (0.001...0.0001 oomi), mistõttu võrratuse täitmine võib osutuda raskeks. Lisaks sellele peab siis kondensaator taluma ka suurt läbivvoolu.
- Võrratuse kergemaks täitmiseks kasutatakse mõnikord ka järjestiktoite korral drosselit, mis ühendatakse toiteallikaga järjestikku (joon. 3.4.2b). Tihti piisab siin küllalt väikesest drosseli induktiivsusest ja kondensaatori mahtuvusest, et täita nüüd tekkivat võrratust

$$|X_{Cbl}| << R_i + |X_{dr}|.$$

Kui võrrelda paralleeltoidet ja järjestiktoidet omavahel, siis esimene leiab rohkem kasutust suhteliselt madalamas sageduspiirkonnas (kuni 30...100 MHz), teine kõrgsageduslikumas piirkonnas. Samas, kasutades drosseli asemel näiteks veerandlaine liinilõiku (tuletagem meelde veerandlaine liinilõigu omadust lühistatud väljundi korral vahelduvsignaalile) - võime paralleeltoidet kasutada ka ÜKS diapasoonis.

5.4.2 Näide 1. Lairibavõimendi

Tegemist on raadiosaatja lõppvõimendi tüürastmega (driver) sagedusvahemikus 1.8 - 30 MHz (joon. 5.4.1)



tavalises lülituses. Siin sobitatakse 1 vatise, A-klassis töötava võimendi 200 oomine kollektoritakistus 5 - oomise lõppvõimendi sisendtakistusega. Võimendi iseärasuseks on takisti emittterahelas, mis vähendab endaergutuse ohtu võimendis ning veel täiendav, kollektor-baasi vaheline negatiivne sagedustundlik tagasisideahel laiendamaks võimendi sagedusdiapasooni ning omakorda vähendades endaergutusohtu. Trafo primaarmähise induktiivsus valitakse nõudest, et tema

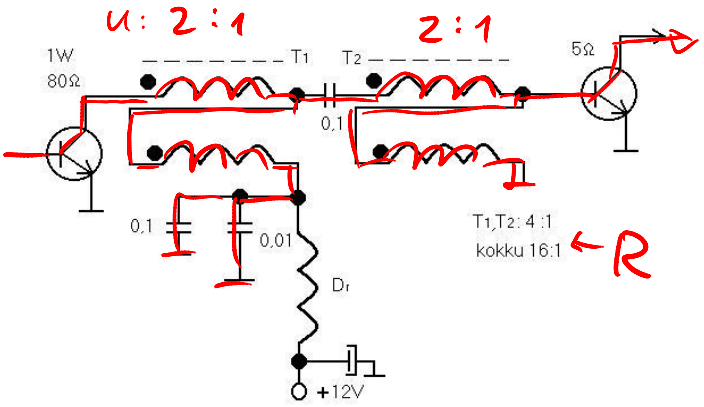
Joon. 5.4.1

Sobitustrafot kasutatakse selles diapasoonis oma induktiivstakistus oleks madalamaimal sagedusel vähemalt 4-kordne kollektorahela takistus (siin vastavalt 70 mikrohenrit või 800 oomi), trafo realiseeritakse toroidtrafona materialil Amidon FT-50-43.

Kuna võimendi töötab A-klassi reziimis, on transistor varustatud jahutusradiaatoriga. Pöörame selles skeemis ka tähelepanu signaaliahela lahtisidestusele toiteahelast. Sildava mahtuvuse efektiivsuse tõstmiseks kasutatavas laias sagedusribas kasutatakse kondensaatorite paralleelühendust. Igal kondensaatoril on oma sagedusriba, kus ta efektiivselt töötab. See sõltub muidugi ka kondensaatori konstruktsioonist, kuid suurel määral sõltub see ka kondensaatori mahtuvusest. Mida suurem on kondensaatori mahtuvus, seda suurem on ka selle siseinduktiivsus. Kui 10 MHz-l osutub signaali sildamisel (lühistamisel) 0.1 mikrofaradine kondensaator küllalt efektiivseks, siis 100 MHz-l võib lühistamine olla ebapiisav.

5.4.3 Näide 2. Lairibavõimendi liinilõik- trafodega

Järgmine näide (joon. 5.4.2) kujutab liinilõik-trafodega astmetevahelist sobitust,

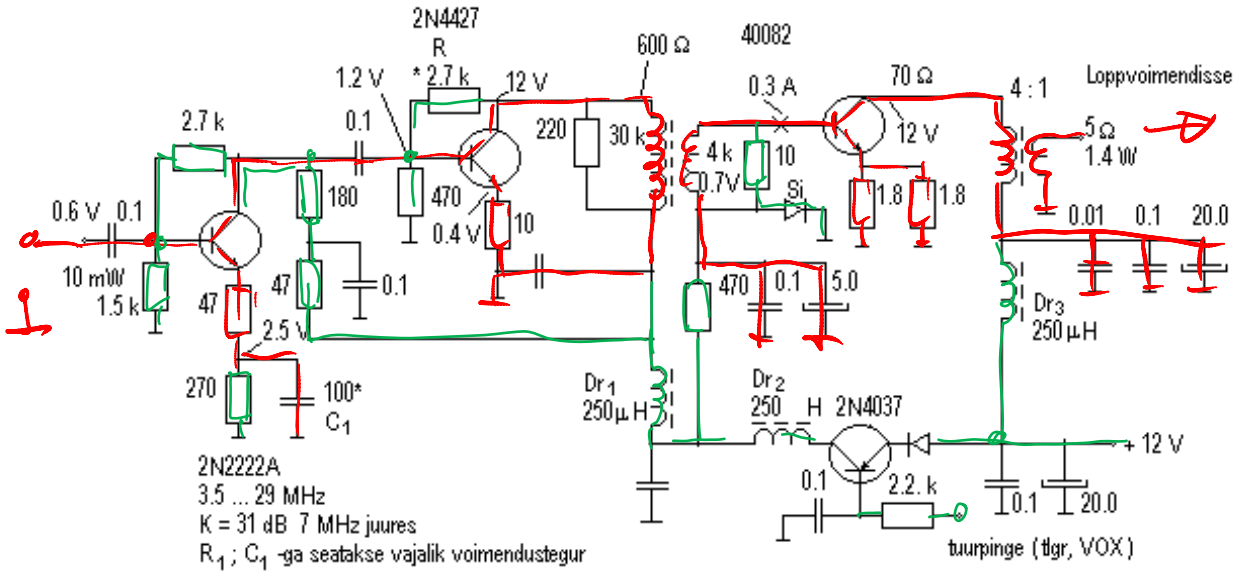


Joon. 5.4.2

vajaliku takistuste suhte saavutamiseks kasutatakse siin kahe trafo järjestikühendust. Ka siin kasutatakse paralleelseid lahtisidestus-kondensaatoreid.

5.4.4 Näide 3. Lairiba eelvõimendi

Skeem (joon. 5.4.3) kujutab endast kolmeastmelist lairibavõimendit - driverit.



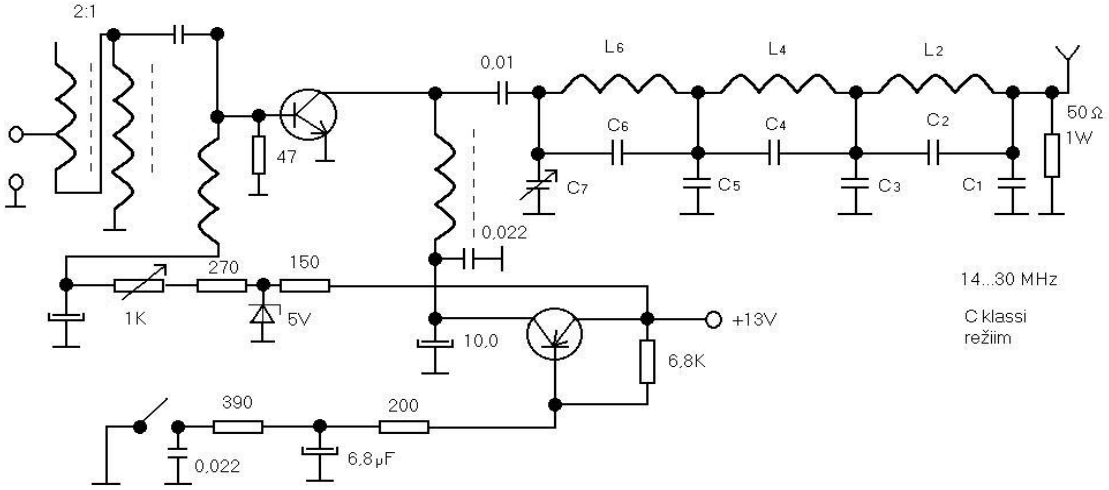
Joon. 5.4.3

Skeemil on näidatud ka elektroonse skeemi sisse-väljalülimise võimalus (näiteks amplituudmanipulatsiooniga telegraafisignaali saamiseks). Trafo T_1 on realiseritud toroidsüdamikul margiga FT 50-43 ja T_2 - balunsüdamikul margiga BLN-43--302. Drossel realiseeritakse toroidil FT 37-43, 20 keerdu. Dioodid on tavalised 1A-sed 50V-sed alaldusdioodid. Võimendi on ettenähtud 15...30W võimsusastme tüürimiseks.

5.4.5 Näide 4. RC elementidega saavutatud lairibavõimendi

Skeem on toodud joonisel 5.4.4, see on RC-elementidest sünteesitud 10,12 ja 15 m diapasooni laiariba-lõppvõimendi.

Laiaribalisus tagatakse vastavate madalpääsfiltritega, milledes järjestikkondensaatorid viitavad sellele, et on kasutatud elliptilisele filtrile vastavat aproksimatsiooni. Selline filter annab parima suhte kulutused/efektiivsus. Võimendi töötab C-klassi reziimis. raadiotelegraafi (CW) signaaliga. Võtme ahelas olevad RC elemendid tasandavad (oma ajakonstantidega) järske signaalihüppeid.

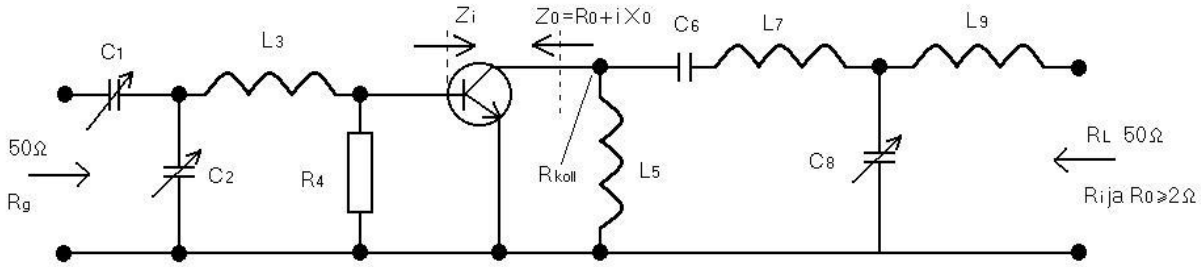


Joon. 5.4.4

5.4.6 Näide 5. Selektiivne võimendi.

Järgnev aseskeem signaalisagedusel iseloomustab üht lühilainealas kasutatava selektiivse võimendi näidet (joon.5.4.5).

Samas on toodud ka arvutusvalemid põhisuuruste arvutuseks. Täpsemaks arvutuseks tuleb muidugi arvestada ka transistori sisend-ja väljundparameetritega. Nii näiteks on kasulik teada, et transistori sisendreaktiivsus on sagedusteni ca 30 MHZ mahtuvusliku iseloomuga, kõrgematel hakkab domineerima sisendi induktiivne iseloom. Sisendahel on siin takistust alla transformeeriv, väljundahel aga ülestransformeeriv.



$$R_{koll} = \frac{(U_{ke} - U_{koll})^2}{2 \cdot P_{\sim}} \qquad R_i \text{ ja } R_j \geq 2\Omega$$

$$X_{c1} = A \cdot R_g \qquad X_{L5} \geq 4R_0 \quad f_{min} \text{ juures, } Q \approx 1$$

$$X_{c2} = \frac{B}{Q - A} \qquad X_{C6} \leq 0{,}1R_0 \quad f_{min} \text{ juures}$$

$$X_{L3} = Q \cdot R_i + X_{ci} \qquad X_{L7} = Q \cdot R_0 + X_{C0} \quad \text{ehk}$$

$$X_{L7} = Q \cdot R_0 - X_{L0}$$

või $\qquad X_{C8} = \frac{A}{Q + B}; \quad X_{L9} = R_L \cdot B$

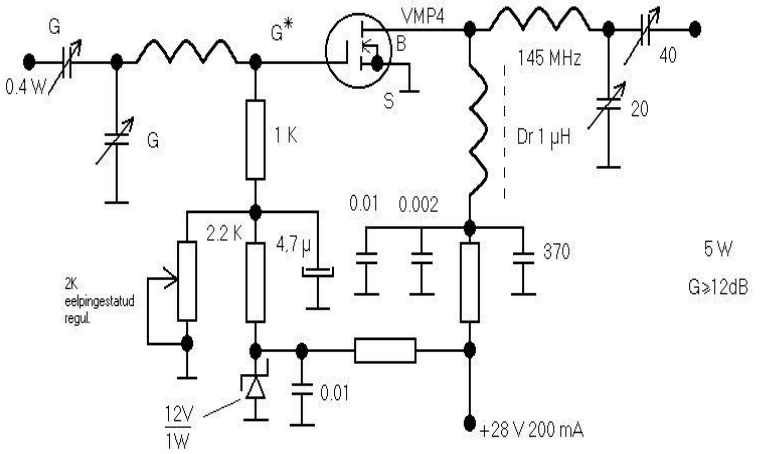
$$X_{L3} = Q \cdot R_i - X_{Li} \qquad A = R_0 \cdot \left(1 + Q^2\right) \qquad B = \sqrt{\frac{A}{R_L} - 1}$$

$$A = \sqrt{\frac{R_i \cdot \left(1 + Q^2\right)}{R_g} - 1} \qquad B = R_i \cdot \left(1 + Q^2\right) \qquad R_4 \approx 5R_i$$

Joon. 5.4.5

5.4.7 Näide 6. Selektiivne võimsusvõimendi väljatransistoril

Järgmine skeem on väljatransistoril (MOS-FET), 145 MHz-l töötava saatja lõppastme näide (joon. 3.4.11). Siin on tegemist 5W- se saatjaga, mille võimendustegur on vähemalt 12 dB, ristmodulatsioonitegur (IMD) on alla -30 dB. Võimsus - väljatransistoride kasutamine saatjate lõppastmetes on perspektiivikas, järjest uute, võimsamate MOS-FET- de (nimetatakse ka vertical FET, MOSPOWER FET, VMOS FET) - väljatöötluste tõttu. Nad on võimelised lülitama 1-amprilist voolu vähem kui 4 nanosekundi jooksul. Sellisel transistoril ei ole karta siirde termilist läbilööki, nagu bipolaarsetel transistoridel, oma kiiretoimelisuse tõttu on nad rakendatavad ka D-klassi (võtme-) reziimis. Käesolev skeem töötab lineaarses reziimis, Tööpunkti stabiliseerimiseks kasutatakse skeemis parameetrilist stabilisaatorit.



Joon. 5.4.6

6 ÜKS DIAPASOONI VÕIMENDID

Jätkub tendents üha kõrgemate sagedusdiapasoonide (valgusdiapasoon kaasa arvatud) rakendamiseks infoedastuses. Peapõhjuseks on selles järjest kasvav vajadus infovahetuseks. Mida suurem on infovoog kanalis ja mida suurem on selle edastuse kiirus, seda laiem on kanali poolt hõivatav sagedusriba. Mida laiem on aga ülekantav sagedusriba, seda kõrgem peab olema töösagedus, mahutamaks vajaliku infokanali eetrisse, teistele olemasolevatele lisaks.

Eriti on levima hakanud ÜKS diapasoonis väikesevõimsuselised infoedastuskanalid, millest tingituna on kasvanud ka vajadus saatjate, vastuvõtjate (VASA) ja transiiverite järele. Klassikalistele aktiivelementidele ÜKS enda- ja välisergutusega generaatorites (elektronlambid, magnetronid, kulglaine lambid, klüstronid) lisaks on kasvanud pooljuhtidel realiseeritavate generaatorite osatähtsus selles diapasoonis.

Käesolevas peatükis käsitleme aktiivelementide, sobitusahelate ja resonaatorite iseärasusi ÜKS diapasoonis, sellele diapasoonile vastavat skeemitehnikat ja parameetreid.

6.1 Aktiivelement ÜKS diapasoonis

Vaatleme siin tegureid, millised vähendavad aktiivelementide võimendust töösageduse kasvades:

A. Viikuge induktiivsus. Vaatleme suvalise AE sisend-väljund ühisviigu induktiivsuse mõju tüürsignaali amplituudile (joon. 6.1.1). Eeldame, et vool läbi ühise elektroodi (emitteri, neelu,



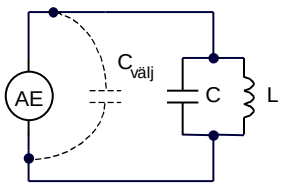
Joon. 6.1.1

katoodi) on faasis AE tüürpingega U_t. Teatavasti induktiivsuses pinge ennetab voolu 90° võrra, seega saame pingete vektordiagrammi joonisel toodud kujul. Näeme, et AE tüürpinge tekitamiseks vajalik sisendpinge U_{sis} tuleb seda suurem, mida suurem on pingelang ühisviigul. Teiste sõnadega, mida kõrgem on töösagedus, seda suuremat sisendpinget vajab aste sama tüürpinge tekitamiseks AE juhtelektroodil.

B. AE inertsiaalsus - ilmselt ei vaja täiendavaid kommentaare selgitamaks, et AE inertsiaalsus on määravamaid tegureid võimendusastmes. Inertsiaalsus määratakse põhiliselt laengukandjate liikumisajaga tüüritavate elektroodide vahel. Kui see aeg saab võrreldavaks signaali perioodiga, toimub järsk võimendusteguri langus. Tõepoolest, kui näiteks elektronlambil katoodist emiteeruvatest elektronidest kõik ei jõua läbida võre sisendsignaali positiivse poolperioodi vältel, sunnitakse osa neist sisendsignaali polaarsuse vahetumise korral suubuma tagasi katoodile.

C. Viikudevaheline mahtuvus. Vaatleme üleminekut 10 m diapasoonist 10 cm diapasoonile. AE sisendmahtuvusest tingitud sisendvoolu mahtuvuslik komponent suureneb seejuures 100 korda. Sellest voolust tingitud viigu (ja ühendussiini) kaovõimsus suureneb aga 100 ruudus (10000) korda.

D. Koormuse probleem. Klassikalise võnkeringi korral (joon. 6.1.2) näeme, et sageduse kasvades tuleb võnkeringi mahtuvust vähendada. Seda tuleb teha nii resonantssageduse tõstmiseks kui ka vajaliku resonantstakistuse säilitamiseks (vt valemit joonisel)



$$R_{0e} = Q\rho = Q\frac{1}{\omega C}$$

$$\omega \uparrow p_{ecb} C \downarrow \; selleks,$$

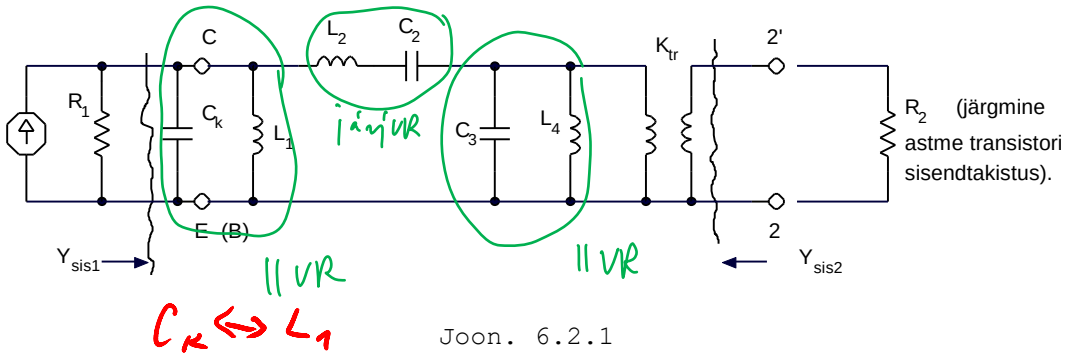
$$et\ R_{0e} = const.$$

$$C \to C_{välj.}$$

Joon. 6.1.2

6.2 Võtted AE efektiivsuse tõstmiseks

Viikude induktiivsuse vähendamiseks valmistatakse need plaatidena, rõngastena või varrastena. Nii näiteks on ÜKS diapasooni lampide viigud rõngakujulised, vastavad lambid kannavad sellest tulenevalt majaklampide nime.
Võitlemaks transistori elektroodivaheliste mahtuvustega, induktiivsustega kasutatakse transistorisiseseid korrektsioonahelaid, kasutades korpuseta transistore on võimalik sarnaseid ahelaid monteerida vahetult elektroodile. Nii näiteks saab kolmeosalise filtri-sobitusahela, mis koosneb kahest paralleelvõnkeringist ja ühest järjestikvõnkeringist, koostada joon. 6.2.1. järgi. Siin on toodud aseskeem transistori



Joon. 6.2.1

kollektormahtuvuse kompenseerimiseks siirdele pealepandava (või võimalikult lähedale ühendatava) induktiivsuse L_1 abil.

Elektronlambid varustatakse lambiga kokkuehitatud õõsresonaatoriga, vaid väga väikese sageduse järgihäälestusvõimalusega - seega tööks sisuliselt fikseeritud sagedusdiapasoonis.

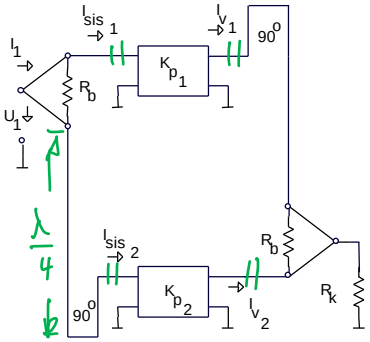
Resonaatoriteks kasutatakse eranditult kas liinilõike või õõsresonaatoreid.

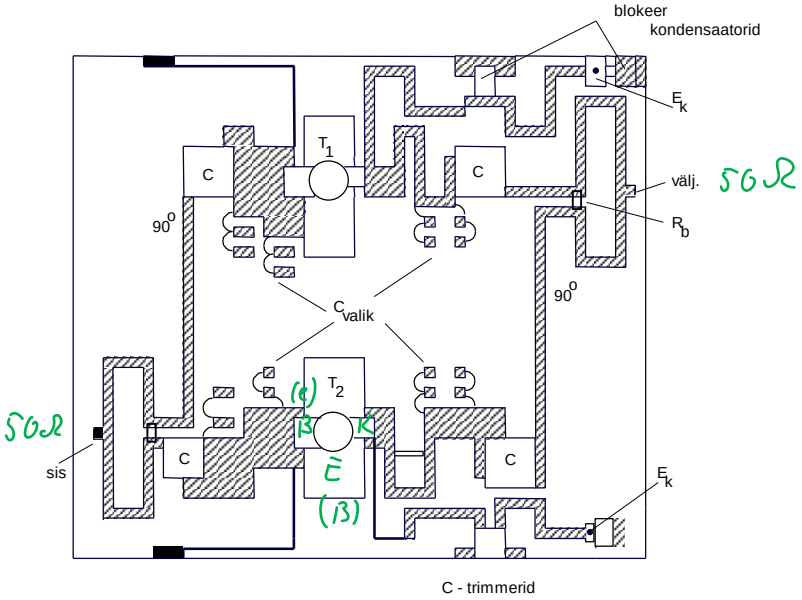
Kuna GaAs –s on elektronide liikumiskiirus suurem kui ränimaterialides (Si) , siis alates ca GHz sagedustest kasutatakse ränitranistoride asemel juba GaAs transistore.

Võimendid Gunn jt
Vt Carr 414 …424

6.3 ÜKS võimendite näited.

Toome siin mõnede konkreetsete võimendite näited, illustreerimaks ÜKS - diapasooni praktilise rakenduse eripärasi. Vaatleme kõigepealt võimendit, kus kasutatakse väljundsignaali summeerimiseks kvadratuursildu (joon. 6.3.1). Esimeses sillas





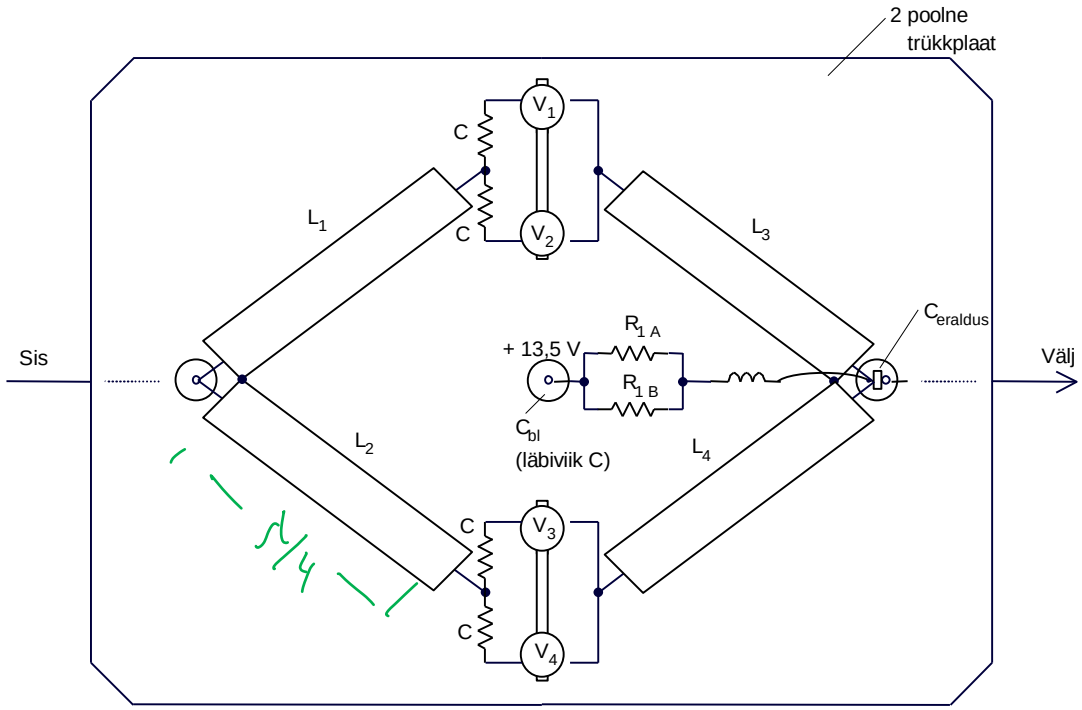
Sisemid pöörded: 90° nihe all/ülal

$$Z_{sis_1} = Z_{sis_2} = \frac{U_{sis_1}}{U_{sis_2}} = 50\Omega; \quad K_{p_1} = K_{p_2}; \quad Z_k = 50\Omega; \quad Z_{sis} = \frac{U_1}{I_1} = 50\Omega.$$

Joon. 6.3.1 Joon. 6.3.2

rõngashargmikus - toimub signaalide hargnemine, teises - summeerimine. Tänu kvadratuursele hargmikule muundatakse võimendite sisendtakistused (mille aktiivosad võivad näiteks transistoride ÜB lülituse korral olla negatiivsed) kogu võimendile sobivateks (tavaliselt 50- oomisteks) suurusteks. Võimendi montaazjoonis ÜKS dielektrikul on toodud joonisel 6.3.2. Võimendi on ettenähtud tööks 1,5...2 GHz sageduspiirkonnas, kaod sildades on väiksemad kui 0,2...0,3 dB. Sisend- ja väljundtakistused võrduvad 50 oomiga.

Järgmiseks skeeminäiteks on toodud ÜKS võimendi mikroskeemidel ja sellele vastav montaazjoonis (joon. 6.3.3). Kasutatakse 3-GHz -d Avanteki mikroskeemseid võimendeid (monolithies microwave IC - MMIC) MSA-0404, mikroskeemeid kondensaatoreid mahtuvustega 100...200 pF ning Wilkinsoni hargmikke koaksiaal - veerandlainelõikudel. Mikroskeemide paralleelühendusel saadakse iga sisendi ja väljundi takistusteks 25 oomi, mis transformeeritakse 50 oomiste koaksiaallõikudega üles 100 oomisteks takistusteks. Omakorda võimendi sisendis ja väljundis olev paralleelühendus annab siseni ja väljundi
takistuseks 50 oomi. Töösagedus on 1,3 GHz, võimendustegur on 5,5...6 dB, väljundvõimsus on 80 mW (+19 dBm).



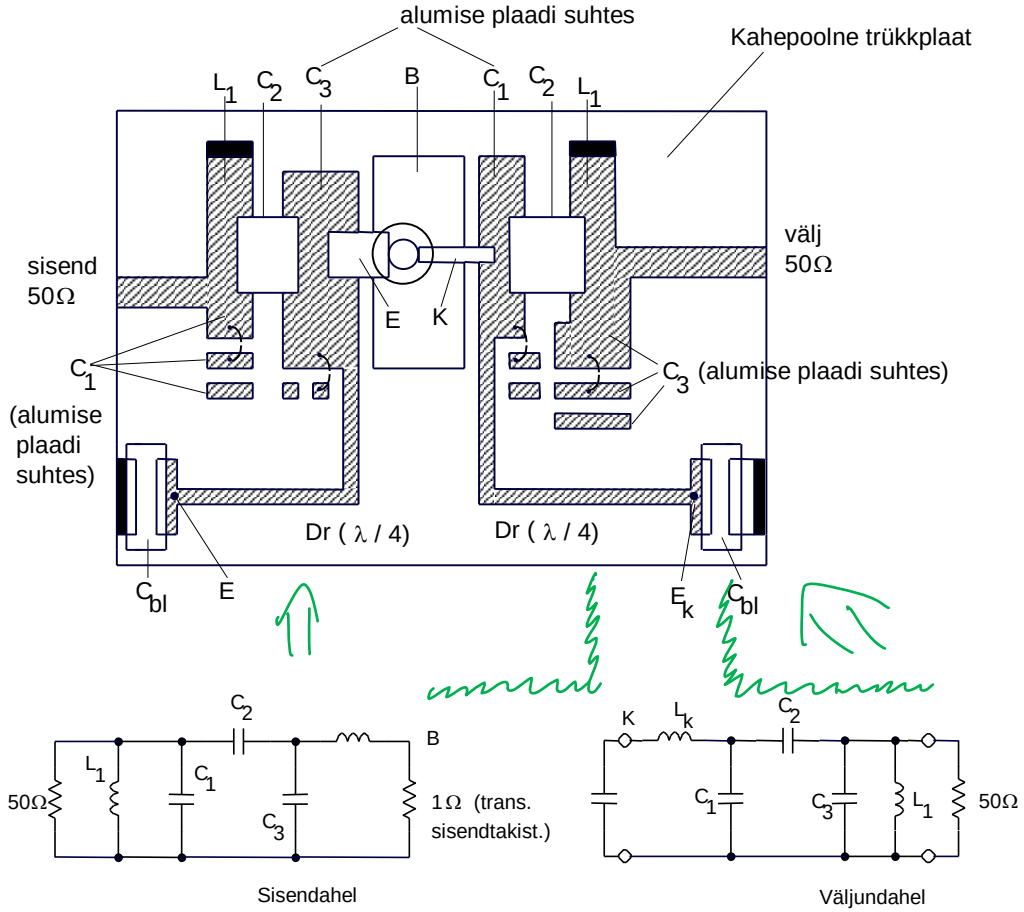
Koaksiaallõikude pikkus $\lambda/4 \pm 0{,}2 tdli$ $(\Delta\varphi = \pm 1°)$;

$R_1 = 40\Omega$;

$P_{välj} = 80mW$; 1,36*GHz*; $G_p = 5{,}5\ldots 6dB$.

Joon. 6.3.3

Järgnevana on toodud joonis 6.3.4, illustreerimaks GHz diapasooni võimendi montaazskeemi, kus transistor on ÜB lülituses. Joonisel 6.3.5 on aga toodud 6W või 18W-se 1,3 GHz võimsusvõimendi põhimõtte- ja montaazskeem.



$L_2 = 1{,}5nH;\ L_1 = 0{,}3nH;$

$C_1 = 28pF;$

$C_2 = 1{,}2pF - trimmer\ KT4-27;$

$(USSR);$

$C_3 = 6{,}3pF.$

$L_k = 1{,}5nH;\ L_1 = 0{,}7nH;$

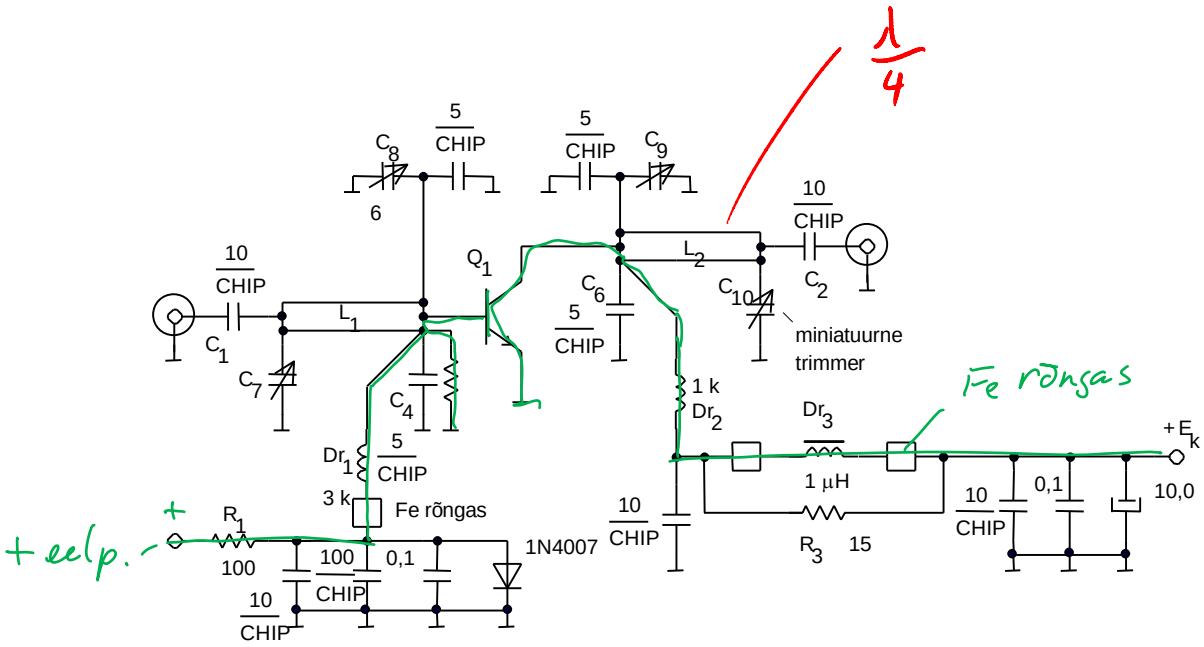
$C_k = 15pF;$

$C_1 = 10{,}9pF;$

$C_2 = 3{,}1pF,\ trimmer\ KT4-27;$

$C_3 = 13{,}9pF.$

Joon.6.3.4



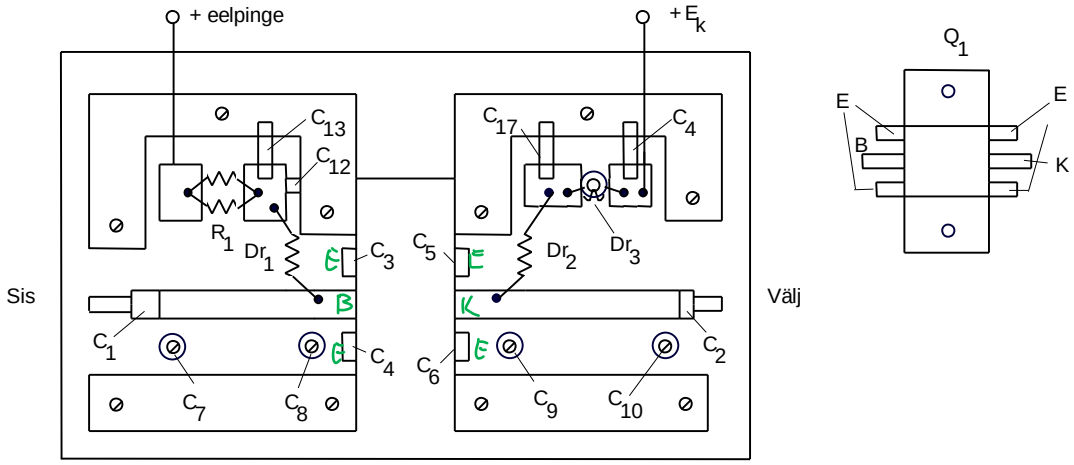
C_7, C_8 – *Mouser* 24*AA*070 *etc* trimmerid

C_9, C_{10} – *Sama NEL* 1306 *variandiga*

NEL 1320 : 0,8…10 *pF torukujulised trimmerid*

Q_1 – *NEL* 130068112 $(6W)$ *või NEL* 132081 – 12 $(18W)$.

L_1, L_2 – 30Ω *mikroribaliinid* $\lambda/4$ *pikkusega.*



∅ – *maanduse ühendus* $(aukneedid\ alusplaadiga)$

G

6/18 *W* 1,36 *Hz diapasooni võimsusvõimendi* [*ARRLH – book*]

Joon. 6.3.5

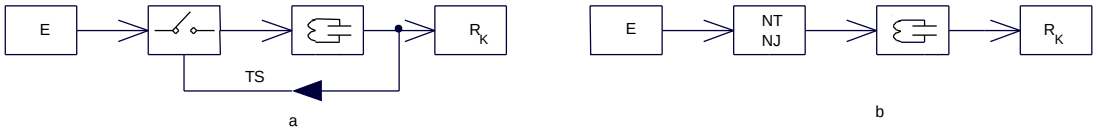
7 OSTSILLAATORID (GENERAATORID)

7.1 Põhimõisted, sagedusstabiilsus, skeemilised lahendused

Enamus selles punktis toodud teoreetiline materjal peaks varasemast olema tuttav, siin on seatud eesmärgiks varasemast lühikokkuvõtte tegemise ja lähtekohtade formeerimine, niipalju, kui seda on vaja edasiminekuks (ka neile, kes vastavaid kursusi eelnevalt pole läbinud).

7.1.1 Võnkumiste tekitamine, analüüsi meetodid

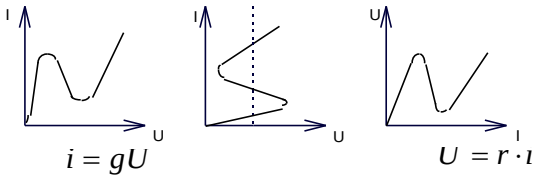
Meie piirdume esialgu enamlevinud siinuslaine ostsillaatoritega. Vaatleme kahte võnkumiste tekitamise põhimõtet (joon. 7.1.1).



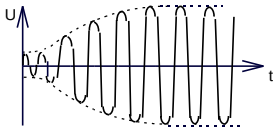
Joon. 7.1.1

Esiteks (a) on tagasisidestatud süsteem, kus tagasiside ahela kaudu tüüritakse aktiivelementi. Viimast võib vaadelda tüüritava võtmena, üle mille antakse võnkeringile - võnkeringi kadude kompenseerimiseks ja seega sumbumatute võnkumiste tekitamiseks - kindlatel ajahetkedel võnkumisi ergutavaid, toiteallikast võetavaid energiaimpulsse.

Teiseks saadakse võnkumised võnkeringi kadude kompenseerimisega võnkeringiga ühendatava negatiivse takistuse või -juhtivusega elemendiga. Selgitame siin vahet negatiivse juhtivuse ja negatiivse tekistuse vahel. Võttes näiteks tunneldioodi VA karakteristiku (joon.7.1.2 a), saame avaldada voolu juhtivuse g ja



Joon. 7.1.2



Joon. 7.1.3

pinge kaudu. Karakteristiku langevas osas oleme saanud negatiivse juhtivuse ja seetõttu nimetame sellise karakteristikuga elemente negatiivse juhtivusega elementideks. Dinistoril näiteks aga (b) saame niiviisi ühe pinge väärtuse korral kolm voolu väärtust - st karakteristik pole üheselt määratud. Seetõttu pöörame siin teljestikku nii, et avaldame pinge takistuse ja voolu kaudu (c). Nii saame langevas karakteristiku osas negatiivse takistuse; vastavaid elemente nimetame aga negatiivse takistusega elementideks.

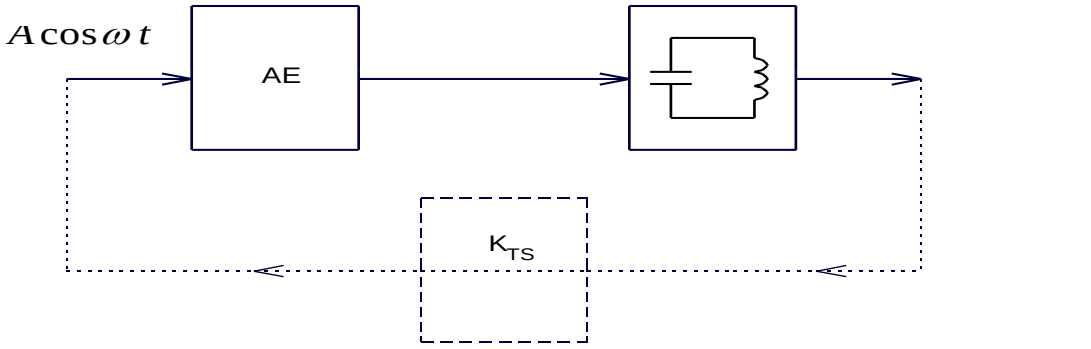
Analüüsi meetodite täpsustamiseks vaatleme võnkumiste tekkimisprotsessi ajalises mastaabis (ostsillogrammi). Ostsillaatori sisselülimisel (joon. 7.1.3) on

kõigepealt otsustamisel, kas ostsillaator hakkab võnkuma või mitte. Tekkivate väikeste signaalide (või ka signaalide puudumise korral - kui võnkumised ei teki) saab aktiivelementi vaadelda lineaarsena ja seetõttu on sobilikud suvalised lineaarsete ahelate kohta käivad stabiilsuse (genereerimise) tingimused (Nyqwisti kriteerium, Bode amplituudi -ja faasikarakteristikud, pooluste ja nullide asetused komplekstasandil jms).

Kui võnketingimused on täidetud, hakkab signaaliamplituud kasvama. Tegemist on siirdeprotsessiga. Siin saab kasutada aeglaselt muutuvate amplituudide meetodit (Van der Poole'i meetod). Siirdeprotssesi lõppedes saabub statsionaarne reziim. Kuna nüüd on tegemist suurte signaalide reziimiga, ei saa me välistada võimenduselemendi mittelineaarsust ja sellega kaasnevaid nähtusi.

Tavaliselt pakub põhilist huvi just viimane tööreziim (eeldusel muidugi, et algsed võnketingimused on täidetud). Vaatleme ostsillaatori struktuurskeemi osa (joon. 7.1.4), mis koosneb
aktiivelemendist ja võnkeringist. AE mittelineaarsuse tõttu tekivad

$$I_n \cos(n\omega t + \varphi_n)$$
$$\vdots$$
$$I_2 \cos(2\omega t + \varphi_2)$$
$$I_1 \cos(\omega t + \varphi_1) \qquad U_{1m} \cos(\omega t + \varphi_1)$$



Joon. 7.1.4

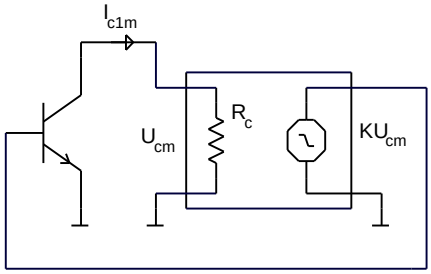
tema väljundis lisaks põhiharmoonilisele veel kõrgemad harmoonilised. Tänu võnkeringile filtreeritakse viimased valdavas enamuses välja. See võimaldab kasutada statsionaarse reziimi analüüsil harmoonilise lineariseerimise e. kvasiharmoonilist meetodit. Selle olemuseks on põhiharmoonilisete suhtes keskmistatud parameetrite kasutamine. Nii näiteks transistoride, nii bipolaarsete kui ka väljatransistoride korral kasutatakse nn keskmistatud (edaspisi lihtsustatult väljendades keskmist) tõusu; negatiivse juhtivusega ja -takistusega elementides vastavalt keskmist negatiivset juhtivust ja -takistust.

$$\dot{\bar{S}} = \bar{S} e^{j\varphi_{\bar{S}}}; \qquad \dot{\bar{Y}}_n = \bar{Y}_n e^{j\varphi_{\bar{Y}_n}}; \qquad \dot{\bar{Z}}_n = \bar{Z}_n e^{j\varphi_{\bar{Z}_n}}.$$

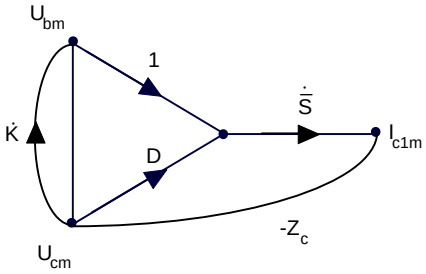
Veelkord - see osutub võimalikuks tänu võnkeringi olemasolule ahelas, tänu selle filtreerivale omadusele.

7.1.2 Statsionaarne olukord

Vaatleme kõigepealt tagasisidestatud ostsillaatori struktuuri (joon. 7.1.5). siin on tegemist aktiivelemendiga, AE koormusega R_k



Joon. 7.1.5



Joon. 7.1.6

ja tagasisideahelaga ülekandega K. Toodud joonise baasil saame kirjutada välja kolm võrrandit:

$$I_{C_1m} = \bar{\dot{S}}\left(U_{bm} + DU_{cm}\right);^{35}$$

$$U_{bm} = \dot{K}U_{cm};$$

$$U_{cm} = -I_{c_1m}\dot{Z}_c.$$

$K = K_{TS}$ *üldjuhul on kollektori koormus kompleksne* $\dot{Z}_c$

D – *läbitavus. Transistoril võetakse tavaliselt* $D = 0$.

FET, lamp $D \neq 0$.

Viimaste alusel koostame näiteks signaaligraafi (joon. 6.1.6), mille järgi saame leida Masoni valemi abil süsteemi determinandi:

$$\Delta = 1 - L_1 - L_2; \qquad \Delta = 1 + \bar{\dot{S}}\bar{\dot{Z}}_c(K + D).$$

Ostsillaatori statsionaarses olukorras võrdub seda kirjeldav determinant nulliga, seega saame järgmise statsionaarsuse tingimuse:

$$\bar{\dot{S}}\bar{\dot{Z}}_c\left(\dot{K} + D\right) = -1; \quad \bar{S}Z_c\dot{K}e^{j\left(\varphi_{\bar{S}} + \varphi_{Z_c} + \varphi_\beta\right)} = -1,$$

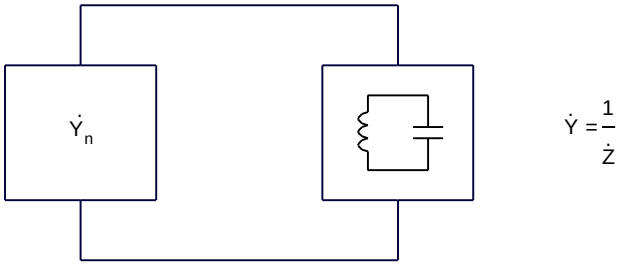
mille kirjutame ringi moodulite ja faaside kaudu järgmiselt:

$$\bar{S}Z_cK = 1; \qquad \varphi_{\bar{S}} + \varphi_{Z_c} + \varphi_k = \pi.$$

[35] Siin ja edaspidi D=0.

Oleme saanud tagasisidestatud ostsillaatori statsionaarsele tööreziimile vastavad amplituudi ja faasi tasakaalutingimused.
Vaikimisi on siin eeldatud, et aktiivelement pöörab faasi 180_0. Tõepoolest, kui näiteks npn transistori (ÜE) sisendpinge positiivne polaarsus avab transistori, sellele vastab kollektorvoolu kasv, kollektorpinge aga omab negatiivset polaarsust (langeb).

Negatiivse juhtivusega ostsillaatori aseskeemi (joon. 7.1.7 a)



Joon. 7.1.7

abil koostatud süsteemi determinant on kujul:

$$\Delta = \dot{\bar{Y}}_n + \dot{Y} = 0\,.$$

Võrrutades selle nulliga, saame järgmised amplituudi - ja faasi tasakaalutingimused:

$$\dot{\bar{Y}}_n Z = 1 \qquad \varphi_{\bar{Y}_n} + \varphi_z = \pi \qquad \left(\varphi_{Y_n} = \pi\right).$$

Negatiivse takistusega ostsillaatori korral (b) kujunevad amplituudi - ja faasitingimusteks järgmised seosed:

$$Z_n Y = 1 \qquad \varphi_{Z_n} + \varphi_Y = \pi \qquad \left(\varphi_{Z_n} = \pi\right).$$

7.1.3 Amplituudi püsivuse (tööpunkti stabiilsuse) tingimus

Eelmises punktis saime amplituudi tasakaalutingimuse. Kuna alati on tegemist parameetrite muutustega, näiteks välismõjutuste muutuste korral, siis võib juhtuda, et amplituuditingimuse täitmine katkeb. Vaatlemegi siin olukorda, kus ostsillaatorile mõjub mingi välismõjutuste kogum V. Niisiis, mingil ajamomendil t_1 olgu välismõjutuste kogum V_1 ning amplituudide tasakaaluvõrrand näeb välja järgmine:

$$\bar{S}\left(A_1 V_1\right) Z_c\left(V_1\right) K\left(V_1\right) = 1 \qquad t = t_1\,.$$

Ajamomendil t_2 on välismõju V_1 muutunud V_2-ks. Kui sellega ei kaasne ostsillaatori amplituudimuutust, siis saame üldjuhul, et

$$t_1 \to t_2 \Rightarrow \qquad \bar{S}\left(A_1 V_2\right) Z_c\left(V_2\right) K\left(V_2\right) \neq 1$$

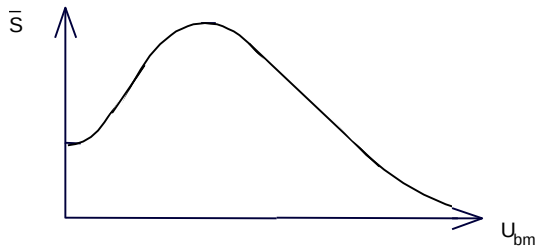
-st amplituuditingimus pole täidetud. Selleks. et täituks amplituudi (statsionaarsuse) tingimus - peab ostsillaator andma väliste mõjutuste muutuste korral oma sisemise vastureaktsiooni - amplituudi muutuse:

$$V_1 \to V_2 \Rightarrow A_1 \to A_2\colon \qquad \bar{S}\left(A_2 V_2\right) Z_c\left(V_2\right) K\left(V_2\right) = 1\,.$$

Toome siin välja (ilma tõestuseta), milline peaks see vastureaktsioon - amplituudimuutus - olema, et säiluks amplituudide tasakaal (et tööpunkt amplituudtasandil oleks püsiv.

$$\frac{\partial \bar{S}}{\partial A} = \frac{\partial \bar{S}}{\partial U_{bm}} < o.$$

Olemegi saanud amplituudi püsivuse tingimuse ehk teisiti öelduna - tööpunkti stabiilsuse nõude amplituudtasandil. Tulemit võib illustreerida keskmise tõusu mooduli ja baasipinge vahelise sõltuvuse karakteristikul (joon.6.1.8). Stabiilse tööpunkti saame karakteristiku langevas osas.



Joon. 7.1.7

Negatiivse juhtivusega ja -takistusega ostsillatorites saame amplituudi püsivuse tingimusteks vastavalt

$$\frac{\partial \bar{Y}_n}{\partial A} = \frac{\partial \bar{Y}_n}{\partial U_{VR}} < 0; \qquad \frac{\partial Z_n}{\partial A} = \frac{\partial Z_n}{\partial I_{VR}} < 0,$$

kus U_{VR}*–võnkeringi pinge;* I_{VR}*–võnkeringi vool* .

7.1.4 Sageduse püsivuse (tööpunkti stabiilsuse) tingimus

Lähtume jällegi tagasisidestatud ostsillaatorist. Faasitingimuse täitmise juures tuleb ka siin arvestada võimalike faasimuutustega. Võtame siis vaatluse alla faaside tasakaalutingimuse koos faase mõjutava sageduse ω ja välismõjutuste kogumiga V. Ajamomendil t_1 saame:

$$\varphi_{\bar{S}}(\omega_1 V_1) + \varphi_{Z_c}(\omega_1 V_1) + \varphi_k(\omega_1 V_1) = \pi .$$

Kui nüüd ajamomendiks t_2 välismõjutused on muutunud - V_1 läheb V_2-ks ja ostsillaator mingit vastureaktsiooni ei anna, saame:

$$t_1 \to t_2 \Rightarrow V_1 \to V_2: \qquad \varphi_{\bar{S}}(\omega_1 V_2) + \varphi_{Z_c}(\omega_1 V_2) + \varphi_k(\omega_1 V_2) \neq \pi .$$

Selleks, et täita faaside tasakaalutingimust (statsionaarsust) välistingimuste muutuste korral, peab ostsillaator andma oma vastureaktsiooni - vastava sageduse muutuse. Siis saame:

$$V_1 \to V_2 \Rightarrow \omega_1 \to \omega_2: \qquad \varphi_{\bar{S}}(\omega_2 V_2) + \varphi_{Z_c}(\omega_2 V_2) + \varphi_k(\omega_2 V_2) = \pi .$$

Avaldame ka siin, tõestuseta, et faaside tasakaalu tingimus on täidetud võnkeringi takistuse faasikarakteristiku langeva iseloomu korral:

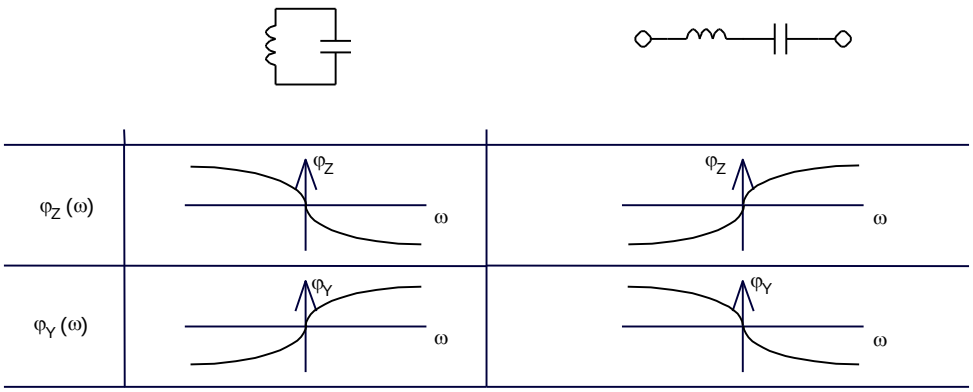
$$\frac{\partial \varphi_{Z_c}}{\partial \omega} < 0.$$

Avaldades analoogselt negatiivse juhtivusega ja negatiivse takistusega ostsillaatorite sageduse püsivuse nõuded, saame:

$$NJ: \quad \frac{\partial \varphi_{ZVR}}{\partial \omega} < 0 \qquad NT: \quad \frac{\partial \varphi_{YVR}}{\partial \omega} < 0.$$

φ_{ZVR} – *võnkeringi takistuse ja* φ_{YVR} – *võnkeringi juhtivuse faasid .*

Siit saame praktilise tähtsusega järeldused. Joonisel 7.1.9 on



Joon. 7.1.8

toodud paralleel - ja järjestikvõnkeringide takistuste ja juhtivuste faasikarakteristikud. Neist nähtub, et tagasisidestatud ostsillaatoris ja negatiivsele juhtivusele tuginevas ostsillaatoris tuleb kasutada sageduse püsivusnõude tagamiseks paralleelset võnkeringi, negatiivsele takistusele tuginevas ostsillaatoris aga järjestikvõnkeringi.

7.1.5 Aktiivelemendi keskmistatud parameetrid

Keskmistatud (edaspidi ja varemalt lihtsustatult nimetatud keskmine) tõus, mis on üldjuhul kompleksne suurus, avaldub seosega

$$\dot{\bar{S}} = \frac{I_{c_1 k}}{U_{bm} + D\dfrac{U_{bm}}{\dot{K}}} = \frac{I_{c_1 m}}{U_{bm}} + \frac{1}{1 + D/\dot{K}}.$$

Selle moodul $\bar{S} = \dfrac{I_{c_1 m}}{U_{bm}} \dfrac{1}{1 - D/K}$, arvestades, et bipiollarsetes transistorides labitavus on väga väike $(D < 0{,}001)$, saame lihtsustatud keskmise tõusu mooduli avaldiseks

$$\bar{S} \approx I_{c_1 m} / U_{bm}.$$

Keskmise negatiivse juhtivuse ja -takistuse avaldisteks saame

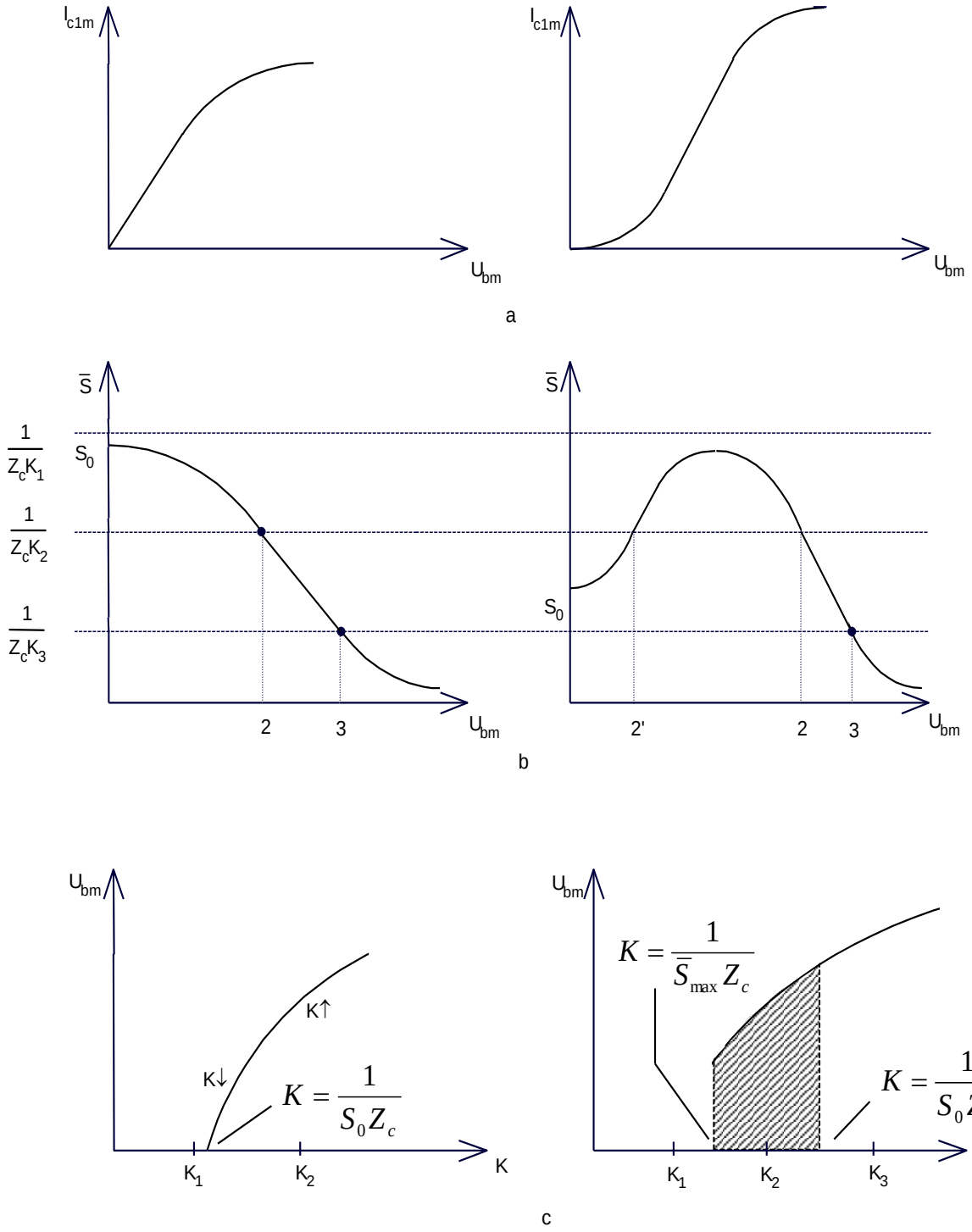
$$\dot{\bar{Y}}_n = \frac{I_{1m}}{U_m}; \qquad \dot{\bar{Z}}_n = \frac{I_m}{U_{1m}}.$$

7.1.6 Võnkerežiimid

Vaatleme siin ostsillaatorite omadusi amplituudtasandeil. Alustame kollektorvoolu esimese harmoonilise tüüpilistest sõltuvustest baasipingest (joon.

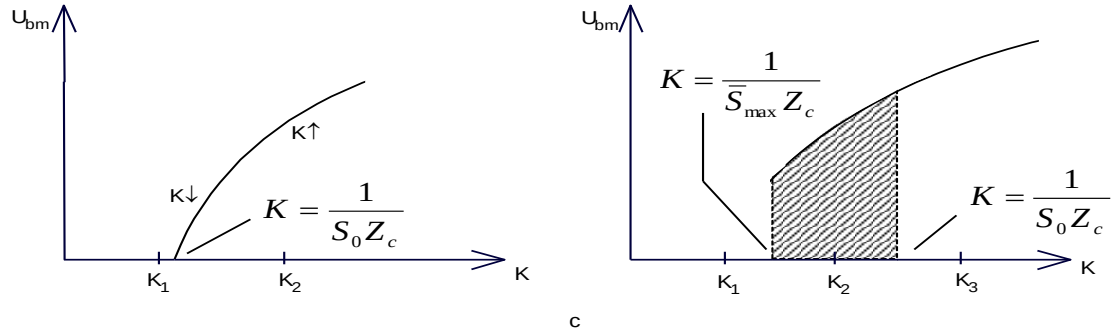
7.1.10a). Neis tulenevalt saame koostada keskmise tõusu moodulite amplituudisõltuvused (b). Veel on siin kasutatud amplituud-tasakaalu tingimust, mis on kirjutatud ringi kujule

$$\bar{S} Z_c K = 1 \quad \Rightarrow \quad \bar{S} = \frac{1}{Z_c K}.$$



Joon. 7.1.9

Järgnevalt vaatleme tööpunkte sõltuvana tagasiside K suurusest. Saame kord juba esitatud karakteristikud:



c

Lähtume sellest, et punktiirjoon eelnevatel karateristikutel iseloomustab tagasiside erinevaid sügavusi.

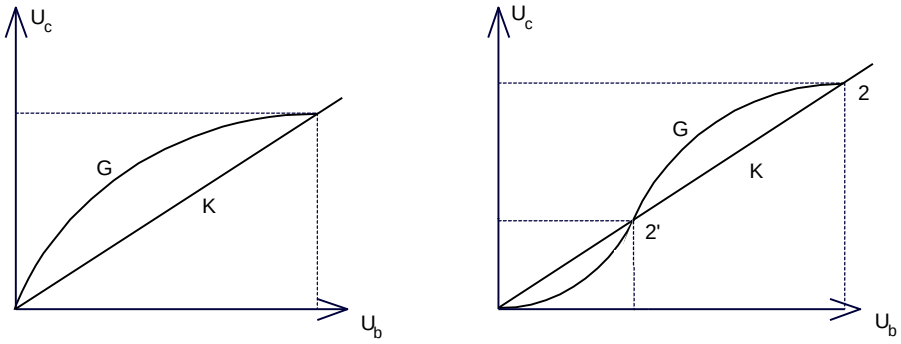
- Nii näiteks tagasiside K_1 korral ei ole tõusukarakteristikuga ühiseid puutepunkte.
- Teisiti öeldes, tagasiside on liiga väike võnkumiste tekitamiseks.
- Suurendades tagasisidet väärtuseni K_2, saame tööpunktid 2 ja vastavalt 2', 2.
- Veelgi tagasisidet suurendades saame tööpunktid 3 ja 3.

Nüüd pöördume amplituudi püsivuse tingimuse juurde, $\frac{\partial \bar{S}}{\partial U_{bm}} < 0$, millest on näha, et:

- stabiilne tööpunkt saab olla tõusukarakteristiku langeval osal –
  - punkt 2' ei ole stabiilne.
  - Parempoolsel karakteristikul on oht ebastabiilsete võnkumiste tekkeks.
  - Garanteeritud stabiilsed võnkumised saadakse siis, kui tagasiside sügavusjoon asetseb alla S_0 väärtust - st küllalt sügava tagasiside korral.
- Olukorda illustreerivad karakteristikute (b) järgi konstrueeritud võnkekarakteristikud - võnkeamplituudi sõltuvus tagasiside sügavusest (c).
  - Vasakpoolne karakteristik on ühene mõlemis suunas - tagasiside suurendamisel ja vähendamisel võnkeamplituud vastavalt suureneb või väheneb ühese seaduspärasuse järgi.
    - Sellist võnkekarakteristikut ja sellele vastavat võnkereziimi nimetatakse pehmeks.
  - Parempoolsel karakteristikul ei toimu võnkumisi enne, kui tagasiside sügavust iseloomustav punktiirjoon on võrdne või allpool S_o väärtust või kui tekkib karakteristiku ja punktiirjoone ristumiskohale (tööpunktile) vastav, seda tööpunkti tagava amplituudiga pingeimpulss (näiteks indutseeritud pinget edasiandva kruvikeeraja otsa puudutus, taktsignaal, ostsillaatori sisselülitamine võrku).
  - Viimasel juhul, kui tagasiside sügavus pole piisavalt suur, on oht ebapüsivateks võnkumisteks (näiteks (b) - tööpunkt 2'annab ebapüsivad võnkumised, millised katkevad väiksematelgi ostsillaatori parameetrite muutustel). Joonisel (c) on ebapüsivate võnkumiste piirkond viirutatud.
    - Sellist võnkekarakteristikut ja võnkumiste liiki nimetatakse jäigaks.

Ebapüsivate võnkumiste vältimiseks tuleb täita võrratus $S_0 Z_c K > 1$.

Jäika ja pehmet võnkumiste iseloomu vaadeldakse kirjanduses tihti ostsillaatori võimendusteguri $G = SZ_c$ ja tagasisideahela ülekande K kaudu ning kujutatakse amplituudimuutusi nende korrutise $G*K$ abil. Nii näiteks, kui $GK > 1$, siis võnkeamplituud kasvab, $GK < 1$ - langeb ja statsionaarsus on tagatud $G\beta = 1$ korral. Pehmele ja jäigale tööreziimile vastavad karakteristikud transistori baasil e. ostsillaatori "sisendis" (antuna ostsillaatori väljundist üle tagasisideahela sisendisse) oleva pinge U_b ja transistori kollektoril ehk ostsillaatori väljundis oleva pinge U_c kaudu on toodud joonisel 7.1.11. Tööpunktid 2 osutuvad stabiilseteks, kuna



Joon. 7.1.10

amplituudi kasvu korral võimendustegur väheneb, languse korral aga - suureneb. Tööpunkt 2' aga töötab vastupidiselt - amplituudi vähenemine näiteks viib võimendusteguri vähenemisele, mistõttu võnkumised katkevad. Seetõttu pole siin täidetud amplituudi püivuse tingimus ja pole seega tagatud ostsillaatori stabiilne töö.

Mida suurema kaldega toimub tööpunktis G ja K karakteristikute lõikumine, seda vähem sõltub võnkumiste amplituud nii sisemistest kui ka välistest põhjustest tingitud parameetrite muutustest.

Kokkuvõttes peavad ostsillaatorite võnkumahakkamiseks ning võnkumiste säilumiseks olema täidetud viis tingimust:

1. Võnkumahakkamise amplituudtingimus $S_0 Z_c K > 1$;

2. Statsionaarses olukorras amplituud-tasakaalutingimus $SZ_c K = 1$;

3. Amplituudi püsivuse tingimus $\frac{\partial S}{\partial A} < 0$;

4. Faasi tasakaalutingimus $\varphi_{\bar{S}} + \varphi_{Z_c} + \varphi_k = \pi$;

5. Sageduse püsivuse tingimus $\frac{\partial \varphi_{Z_c}}{\partial \omega} < 0$.

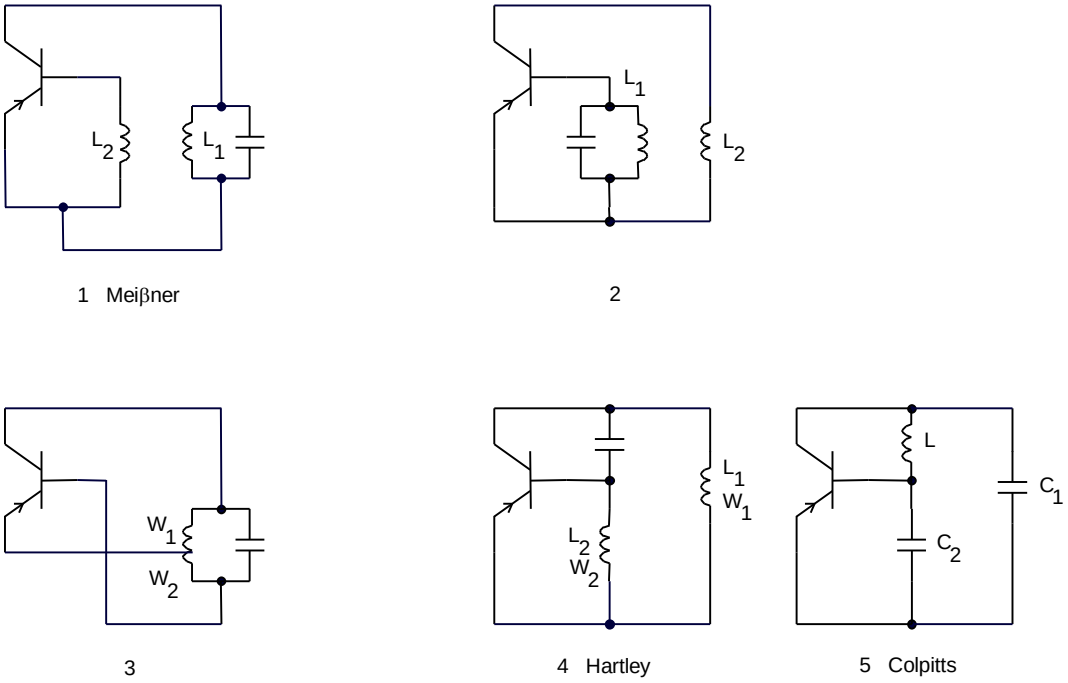
Analoogsed nõuded tuleb täita generaatorites, realiseerituna negatiivse juhtivuse või -takistusega elementide abil.

7.2 Ostsillaatorite skeemitehnika

7.2.1 Tagasidestatud ostsillaatorid

õieti valitud ostsillaatori skeem tagab automaatselt faasitingimuste (nii tasakaalu kui sageduspüsivuse nõude) täitmise, amplituudtingimused sõltuvad põhiliselt aktiivelemendi võimendusomadustest ja skeemielementide väärtustest.

Vaatleme siin viit enamlevinut ostsillaatori struktuuri nende vahelduv-aseskeemide kaudu (joon. 7.2.1 a).



1 Meiβner 2 3 4 Hartley 5 Colpitts

Skeemides võivad olla bipolaartransistoride asemel nii väljatransistorid kui ka el. lambid. Maenduspunkt võib olla põhimõtteliselt suvalises skeemikohas; valiku kriteeriumiks on siin tavaliselt sagedus – stabiilsus.

Joon. 7.2.1

Amplituudtingimuste arvutamiseks tuleb leida AE ekvivalentne koormustakistus Z_k ning tagasisidestusahela ülekanne K. Igal konkreetsel ostsillaatoritüübil on nad erinevalt arvutatavad. Kuna AE koormuseks on võnkering, siis koormustakistus avaldub võnkeringi ekvivalentse resonantstakistuse R_{oe} kaudu kas vahetult või lülitusteguri p kaudu. Tuletagem siinjuures meelde paar sellekohast valemit:

$$R_{0e} = Q\rho; \quad Z_k = p^2 Q\rho; \quad p = {U_p}/{U}.$$

Siin pinge U_p on pinge võnkeringi väljavõtte suhtes, U - võnkeringil. Vaatleme mahtuvusliku kolmpunkti näite varal, kuidas leida koormustakistust Z_k:

$$p = \frac{U_{cm}}{U_{bm}} = \frac{U_{C_1 m}}{U_{C_1 m} + U_{C_2 m}} = \frac{I_{VR}\frac{1}{\omega C_1}}{I_{VR}\frac{1}{\omega C_1} + I_{VR}\frac{1}{\omega C_2}} =$$

$$= \frac{1}{C_1}\frac{1}{\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2}} = \frac{C_2}{C_2 + C_1}.$$

Siin U_c – *kollektorpinge*; U_C – *pinge kondensaatoril* .

Järgnevalt toome ülevaatliku tabeli vaadeldud viie ostsillaatoritüübi kohta.

Parameeter	1	2	3	4	5
ω_0	$1/\sqrt{LC}$	$1/\sqrt{LC}$	$1/\sqrt{LC}$	$1/\sqrt{C(L_1+L_2)}$	$1/\sqrt{L\frac{C_1C_2}{C_1+C_2}}$
$Z_c = p^2 R_{0e}\,\vert R_{0e}$	$Q\sqrt{\frac{L}{C}}$	$Q\sqrt{\frac{L}{C}}$	$Q\sqrt{\frac{L}{C}}$	$Q\frac{1}{\omega C}$	$Q\omega L$
$\vert p$	1	$\frac{M}{L} = k\sqrt{\frac{L_2}{L_1}}$	$\frac{W_1}{W_1+W_2} = \frac{W_1}{W}$	$\frac{L_1}{L_1+L_2} \approx \frac{W_1^2}{W_1^2+W_2^2}$	$\frac{C_2}{C_2+C_1}$
K	$\frac{M}{L} = k\sqrt{\frac{L_2}{L_1}}$	$\frac{L}{M} = \frac{1}{k}\sqrt{\frac{L_1}{L_2}}$	$\frac{W_2}{W_1+W_2}$	$\frac{L_2}{L_1} \approx \frac{W_2^2}{W_1^2}$	$\frac{C_1}{C_2}$

Siin k – *induktiivpoolide sidestustegur* .

Oluliseks momendiks ostsillaatorite juures on amplituudi piiramise mehanism. Selgitame seda Meißneri ostsillaatori baasil (joon. 7.2.2 b). Vaatleme kõigepealt võnkumiste siirdeprotsessi. Teatavasti võnkumahakkamisel signaali amplituud kasvab, kuni lõpuks tekkib amplituudi piiramine. Oluline on siinjuures see, kuidas piiramine toimub. Kui piiramine toimub mitte ennem, kui toitepinge suurusega määratud signaaliamplituudi piiramisega (inertsivaba signaalitippude äralõikamisega) - siis kaasnevad sellega signaali kuju moonutused (a). Tõsi, kui on tegemist kõrgehüvelise võnkeringiga, filtreeritakse enamus moonutavaid spektrikomponente välja, puhta signaali saavutamine on aga ikkagi raskendatud.

Et piirata signaali amplituudi, tuleb:

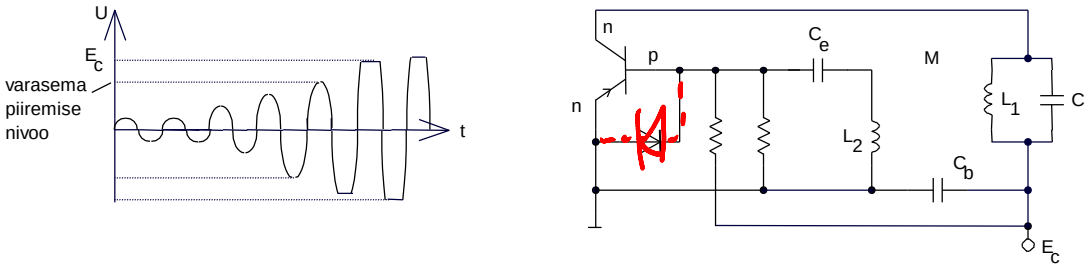
- luua inertsiaalne ahel,
  - mis vähendaks kas AE võimendustegurit (keskmist tõusu)
  - või vähendaks tagasisideahela ülekannet signaali keskmistatud parameetrite
    - (efektiivväärtus,
    - võimsus paljude signaaliperioodide kohta) järgi
    - ning ei reageeriks signaali hetkväärtustele.

Ostsillaatoris (b) on selleks baasi automaatne eelpinge. Kuna tegemist on npn transistoriga, siis:

- baasi-emitteri vahemik on vaadeldav dioodina joonisel toodud polaarsusega.
- See tähendab, et baasipinge positiivse polaarsusega poollained surutakse maha, negatiivsed aga mitte.
- Teiste sõnadega - toimub baasipinge alaldamine ning baasile kogunevate negatiivsete poollainete alaliskomponent hakkab transistori sulgema.

- Kuna baasiahelas on ka RC ahel (R moodustub pingejaguri takistite paralleelühendusest, C - eralduskondnsaatorist, mis alaliskomponendi suhtes on ühe viiguga üle pooli maandatud, teise viiguga aga ühendatud baasiga), siis on tegemist RC-koormusega alaldiga.
    - Tekkiv alaliskomponent on sõltuv võnkesignaali amplituudist,
    - sõltuvuse inertsiaalsus on määratud RC-ahela ajakonstandiga.

Järelikult transistori võimendus väheneb



a b

Joon. 7.2.2

signaaliamplituudi kasvades ning eeldatavasti saadakse statsionaarne tööpunkt enne, kui tekivad toitepingest tingitud signaalimoonutused.

Antud skeemis sõltub automaatse -ja fikseeritud eelpinge vahekord pingejaguri takistite väärtustest. Nii on madalaoomilise pingejaguri korral ülekaalus fikseeritud eelpingekomponent, kõrgemaoomilisema korral - automaatne. Oluliseks on ka automaatse eelpingeahela inertsiaalsus. Liiga väikese inertsi korral hakkab transistori võimendustegur sõltuma pinge hetkväärtustest - põhjustades kujumoonutusi, suure korral aga ei jõua transistori võimendusteguri muutus järgida amplituudi kasvu - ja kui siis lõpuks jõuab sellele järele, siis suurele amplituudile vastava suure eelpingega, mis võib põhjustada võnkumiste katkemise (võnkumiste katkendliku iseloomu).

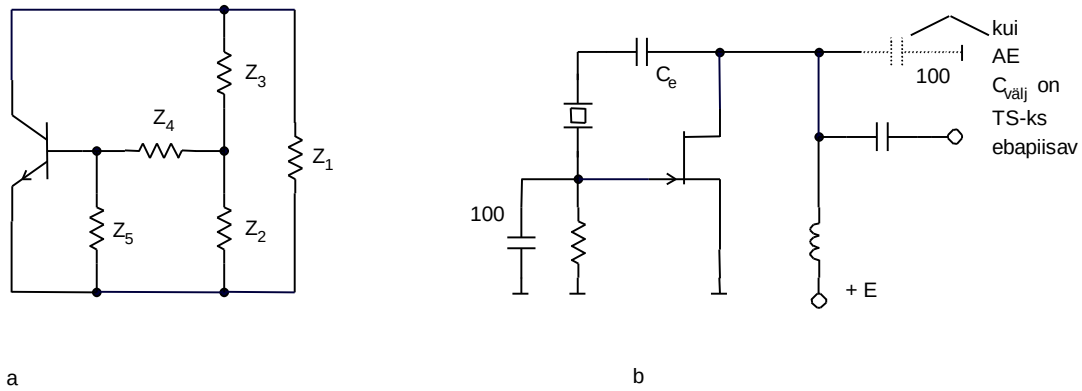
Levinud on ka teised, tavaliselt signaali efektiivväärtuse järgi kontrollitavad (töötemperatuuri kaudu) mittelineaarsed inertsiaalsed piirajad, milliseid kasutatakse tavaliselt tagasisideahelates. Nii näiteks leiavad kasutust termistorid (+ temperatuuritegur) kui ka mikrominiatuursed pirnid (- temperatuuriteguriga).

Skeemide valik sõltub ka sagedusdiapasoonist. Kuni mõnekümne megahertsini on levinumad ühevõnkeringilised bipolaar- ja väljatransistoridel mahtuvuslikud kolmpunktlülitused, kaasa arvatud Clappi ostsillaator. Sageduse kasvades hakkab mõjuma transistori inertsiaalsus - transistori tõus muutub kompleksseks.[36] Kui nüüd mitte kasutada meetmeid täiendavaks faasikorrektsiooniks, töötab transistor kompleksele koormusele (väljaspool võnkeringi resonantsi), mis vähendab sagedusstabiilsust. Väidetavalt [Shumilin] tõusu faasinihe kuni 20…30° mõjutab veel suhteliselt vähe sagedusstabiilsust, faasinihke 40…60 kraadi korral aga langeb sagedusstabiilsus tunduvalt. Sageduse kasvades faasinihe suureneb veelgi ning tekib juba probleem võnkumiste säilitamisega.

Transistori inertsiaalsust saab hinnata piirsageduste f_s ja f_T suhtes. Kui töösagedus $f_0 < 0{,}5 f_s$, siis võib lugeda transistori mitteinertsiaalseks, inertsiaalseks $0{,}5 f_s < f_0 < f_T$ ja väga tugevalt inertsiaalseks kui töösagedus on piirsageduse f_T lähedal.

[36] Tõusu komplekssuse tingivad ka kõrgemad harmoonilised; selle mõjust sagedusstabiilsusele vt edaspidi ptk kõrgemate harmooniliste mõjust.

Kõrgetel sagedustel, kus transistori tuleb vaadelda inertsiaalse elemendina, tuleb kasutada täiendavat faseerimiskeemi. See peab tagama kompleksse tagasiside ahela ülekande, mille faas on võrdne, kuid vastasmärgiline AE tõusu faasiga. Joonisel 7.2.3 on



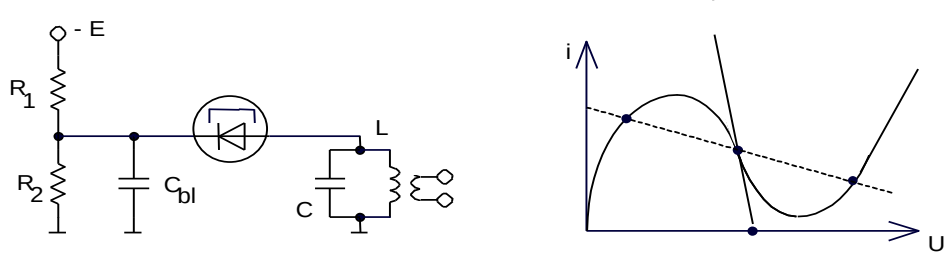
Joon. 7.2.3

toodud täiendava faseerimisega ostsillaatori näide (a). Reaktiivtakistus Z_4 koos takistusega Z_5, mis kujutab endast transistori sisendtakistust moodustab faasipöördeahela vajaliku faasinihke tagamiseks.

Sellised, mõnevõrra keerukamad kui tavalised kolmpunkskeemid leiavad kasutamist kuni $100...150\ MHz$-ni. Kõrgematel sagedustel on levinud skeemid, kus võnkering asetseb transistori baasi ja kollektori (paisu-neelu) vahel. Siia alla kuuluvad Pierce'i (b) ja ka Clapp'i ostsillaatorid, kus kasutatakse induktiivsuse asemel võnkeringi ning võnkumised tekkivad võnkeringi induktiivsele iseloomule vastavas sageduspiirkonnas (kolmpunktgeneraatori faasitingimus täidetakse kasutatava võnkeringi (näiteks kvartsresonaatori) induktiivse iseloomu korral).

7.2.2 Negatiivse juhtivuse ja - takistusega ostsillaatorite skeemid

Negatiivset juhtivust omavad näiteks tunneldioodid, Gunni jt ÜKS dioodid. Vaatleme siin vastavat skeemi tunneldiood-näitel (joon. 7.2.4). Võib näha, et tunneldiood on ühendatud (a)



Joon. 7.2.4

paralleelselt paralleelvõnkeringiga, toitepinge, mis on piires $0{,}15...0{,}25V$, antakse peale madalaoomilise jaguriga. Negatiivse juhtivusega ostsillaatorite pingestamisel on olulised järgmised momendid (b):

1. Vajalik pinge väärtus tagamaks tööpunkti VA karakteristiku langevas osas; $\left(0{,}2\ldots0{,}3V\ TD\ korral\right)$.
2. Toiteallika sisetakistus peab olema piisavalt väike selleks, et kindlustada alalis-koormussirge lõikumine VA karakteristikuga ainult ühes punktis - negatiivse juhtivusega osas. Selleks peab täituma tingimus:

$$\frac{1}{R_2}+\frac{1}{R_1}>\left|\overline{Y}_{n\max}\right|.$$

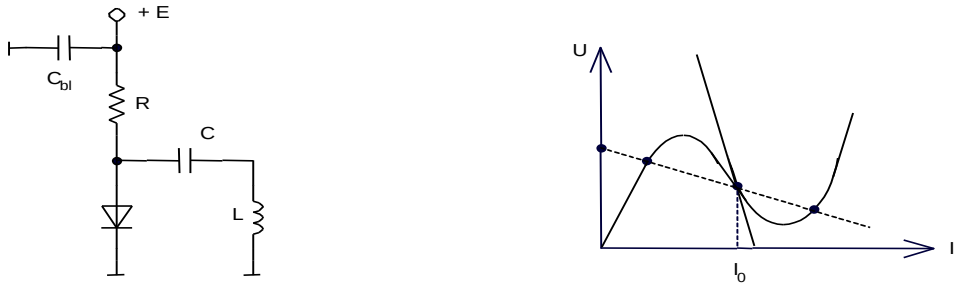
Eriti oluline on siin, nagu ka kõigil ÜKS ostsillaatoritel, montaazskeem.

Negatiivset takistusega ostsillaatorite pingestamiseks on samuti kaks reeglit:

1. Vajalik voolu väärtus määratakse selline, mis tagab töö karakteristiku negatiivse takistusega osas; $I=I_0$.
2. Toiteallika sisetakistus peab olema piisavalt suur, tagamaks alalispinge-koormussirge lõikumise ainult ühes, vajalikus tööpunktis. Teisiti öeldes, peab täituma võrratus:

$$R>\left|\overline{Z}_{n\max}\right|.$$

Negatiivse takistusega ostsillaatoris sageduspüsivuse tagamiseks peab olema järjestikkune võnkering. Joonisel 7.2.5,a on toodud näide dinistorostsillaatorist, joonis (b) illustreerib tööpunkti valikut.



a b

Joon. 7.2.5

7.3 Sagedusstabiilsed ostsillaatorid

7.3.1 Ostsillaatori sagedust mõjutavad tegurid

Vaatleme siin tagasisidestatud ostsillaatori näitel faktoreid, millised mõjutavad kas otseselt või kaudselt ostsillaatori sagedusstabiilsust. Varemalt oli meil tuletatud faaside tasakaalu tingimus. On selge, et võnkumised saavad tekkida ja on sellel sagedusel, mille korral faaside tasakaalu tingimus on täidetud. Niisiis, arvestades välismõjutusi, saame sagedust määravaks seoseks

$$\Phi(\omega,V)=\varphi_{\bar{s}}(\omega,V)+\varphi_{Z\,AE}(\omega,V)+\varphi_k(\omega,V)=\pi\pm2k\pi\,.$$

Avaldades jällegi täisdiferentsiaali ning võrrutades selle nulliga, saame

$$d\Phi=\frac{\partial\Phi}{\partial\omega}d\omega+\frac{\partial\Phi}{\partial V}dV=0\,.$$

Siit avaldame sageduse muutuse dω: $$d\omega = \frac{\frac{\partial \Phi}{\partial V} dV}{-\frac{\partial \Phi}{\partial \omega}}.$$

Kuna tavaliselt huvitab suhteline sagedusstabiilsus, saame

$$d\omega/\omega = df/f = \frac{\frac{\partial \Phi}{\partial V} dV}{-\omega \frac{\partial \Phi}{\partial \omega} \cdot}$$

Murru nimetajas olevat avaldist nimetame sageduse fikseerimisvõimeks, mille tähistame järgmiselt: $\sigma = -\omega \frac{\partial \Phi}{\partial \omega}$. Niisiis oleme saanud suhtelise sagedusstabiilsuse avaldiseks $$\frac{d\omega}{\omega} = \frac{\frac{\partial \Phi}{\partial V} dV}{\sigma} = \frac{\frac{\partial \varphi_{\bar{s}}}{\partial V} dV + \frac{\partial \varphi_{Z\,AE}}{\partial V} dV + \frac{\partial \varphi_k}{\partial V} dV}{\sigma}.$$

Järgnevalt koostame ülevaatliku tabeli erinevate välismõjutuste mõjude ning ühtlasi ka vastumeetmete kohta.

Tabel:

Välismõju V	$\frac{\partial \varphi_{\bar{s}}}{\partial V} dV$	$\frac{\partial \varphi_{Z\,AE}}{\partial V} dV$	$\frac{\partial \varphi_k}{\partial V} dV$	Meetmed
Meh. Mõjutus	L: mikrof effekt Tr: 0	õ-süd. pool, pöörik	õ-süd. pool, pöörik	Amortisatsioon L ja C jäik konstruktsioon
Temperatuur	L: 0 Tr: param muutus	L ja C muutus	Tr param, L ja C muutus	Termokompensatsioon Termostateerimine
õhurõhk	0	El.läbit. muutus: C var (õhkdiel.)	0	Hermetiseerimine
Toitepinge	L,Tr pa-ram.muu-tused	Sign.ampl var - VR temp.muu-tumine	0	Pingete stabil.-ne
Ostsill. koormus	0	C_{ekv} L_{ekv} muutus	0	Nõrk sidestus koormusega, puhverastme kasutus
Skeemielem-de parameetrite muut ajas,va-hetusega	Mõjub otse ja temper. kaudu	Mõjub otse ja temper. kaudu	Mõjub	Elem.kunstlik vanandamine, valik param. Stabiilsuse järgi
Sageduse seadistuse täpsus		Mõjub		Sagedusmõõtja või sagedussüntesaatori kasutus

Siin L: *elektronlamp* Tr: *transistor*.

7.3.2 Tagasisidestatud ostsillaatori sagedusstabiilsus

Selles punktis arendame edasi suhtelise sagedusstabiilsuse avaldist ning määrame ostsillaatori sagedusstabiilsuse sõltuvuse konkreetsetest skeemisisestest ja -välistest teguritest.

Toome lõpptulemuse tuletuseta.

$$\frac{d\omega}{\omega} = \frac{d\omega_0}{\omega_0} - \frac{1}{Q}\cdot\frac{\omega-\omega_0}{\omega}dQ + \frac{\frac{\partial\Phi'}{\partial V}dV}{2Q\frac{\omega}{\omega_0}\cos^2\varphi_{Z\,AE}}.$$ [37]

Siit tuleneb kolm väga olulist järeldust ostsillaatori sagedusstabiilsuse kohta. Niisiis, kõrgeks sagedusstabiilsuseks tuleb tagada:

---

1. Võnkeringi etaloonsus (vt avaldise esimene liige);
2. Võnkeringi kõrge hüve (teine liige, ka kolmas);
3. Maksimaalne sageduse fikseerimisvõime (kolmas liige).

Peatume lähemalt kolmandal nõudel. Selgub, et

Maksimaalne sageduse fikseerimisvõime on tagatud, kui faas $\varphi_{Z\,AE} = 0$.

Siis

$$\sigma = \sigma_{\max} = 2Q.$$

Teisiti öeldes, selleks et $\varphi_{Z\,AE} = 0$ peavad

võnkumised toimuma resonantssagedusel.

Nõue, mis tundub loomulikuna, pole alati täidetud. Seda seepärast,

- et võnkesageduse määrab tegelikult faaside tasakaalu tingimus $\varphi_s + \varphi_{Z\,AE} + \varphi_k = \pi$ ja võnkumised toimuvad

  sellel sagedusel, millisel see tingimus täidetakse.

- Selleks, et see tingimus täituks võnkeringi resonantssagedusel, peab $\varphi_{Z\,AE} = \pi - \varphi_{\bar{s}} - \varphi_k$,
  - mis täidetakse tagasiside faasi $\varphi_k = \pi$ korral siis,
  - kui keskmise tõusu faas $\varphi_{\bar{s}} = 0$.

Teisiti öeldes, keskmine tõus peab olema puht aktiivne suurus.

Niipea, kui keskmine tõus muutub kompleksseks:

- toimuvad võnkumised väljaspool võnkeringi resonantssagedust
- sageduse fikseermisvõime langeb.

---

[37] $\Phi = \varphi_s + \varphi_{Z\,AE} + \varphi_k; \quad \Phi' = \varphi_s + \varphi_k$

On võimalik tõestada, et kõrgemate harmooniliste sattumine AE juhtelektroodile muudab keskmise tõusu kompleksseks; seda sõltumata AE sageduslikest omadustest.

Ülaltoodust võib teha järgmised järeldus

1. AE keskmine tõus muutub kõrgemate harmooniliste olemasolu korral kompleksseks sõltumate AE sageduslikest omadustest;
2. Tuleb maksimaalselt maha suruda kõrgemate harmooniliste koosseis AE sisendis;
3. Tuleb tagada tööreziim, mis minimeerib kõrgemate harmooniliste olemasolu AE väljundahelas;
4. Tuleb stabiliseerida AE tööreziim, tagamaks muutumatu baasipinge koosseisu; iga koostise muutus taandub tõusu faasimuutuseks - seega ka sageduse muutuseks.

7.4 Sageduse parameetriline stabilisatsioon

Siin vaatleme sagedusmuutusi, tingituna ostsillaatori parameetrite muutustest ja nende parameetrite muutuste ja muutuste mõju vähendamist. Märkimist väärivad siinjuures neli võtet sagedusstabiilsuse tõstmiseks:

1. Ostsillaatori skeemi valik;
2. Toidete stabiliseerimine;
3. Võnkeringi termokompensatsioon;
4. Ostsillaatori termostateerimine.

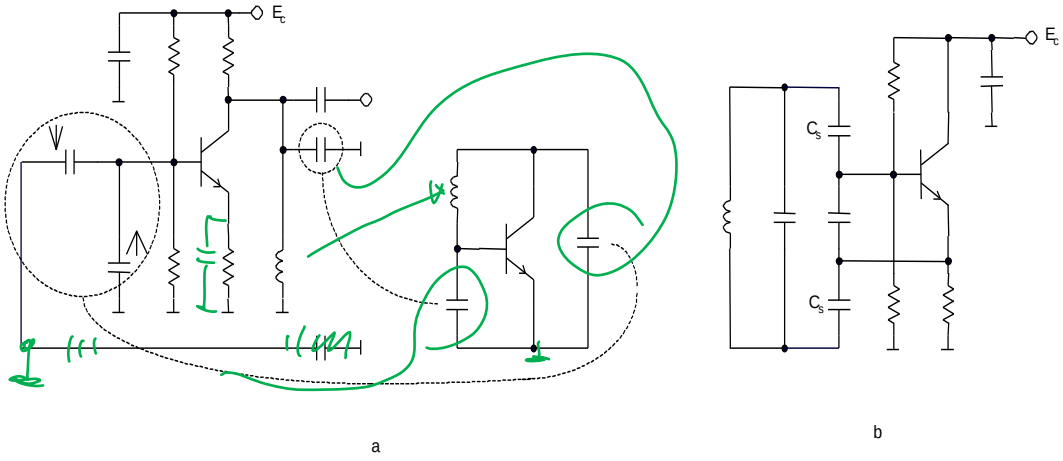
7.4.1 Sagedusstabiilsete ostsillaatorite skeemid

Põhikriteeriumiteks skeemi valikul on:

- nõrk side võnkesagedust määrava resonantssüsteemi ja aktiivelemendi ning resonantssüsteemi ja ostsillaatori koormuse vahel.
- skeemilised võtted kõrge võnkeringi hüve tagamiseks
- skeemilised võtted kõrgemate harmooniliste mahasurumiseks. Viimasel juhul osutuvad otstarbeteks jällegi ostsillaatorid mahtuvusliku kolmpunkti baasil; need skeemid sisaldavad PI tüüpi madalpääsfiltrit, tagades seega kõrgemate harmooniliste parema mahasurumise.
- Ostsillaatori toitepinge peab olema stabiliseeritud.
- Skeemielementidena tuleb kasutada kõrgstabiilsusega kondensaatoreid, induktiivsusi.

- Bipolaarsetest transistoridest tuleks eelistada npn transistore, millede temperatuuristabiilsus on positiivse temperatuuri korral kõrgem kui pnp transistoridel.

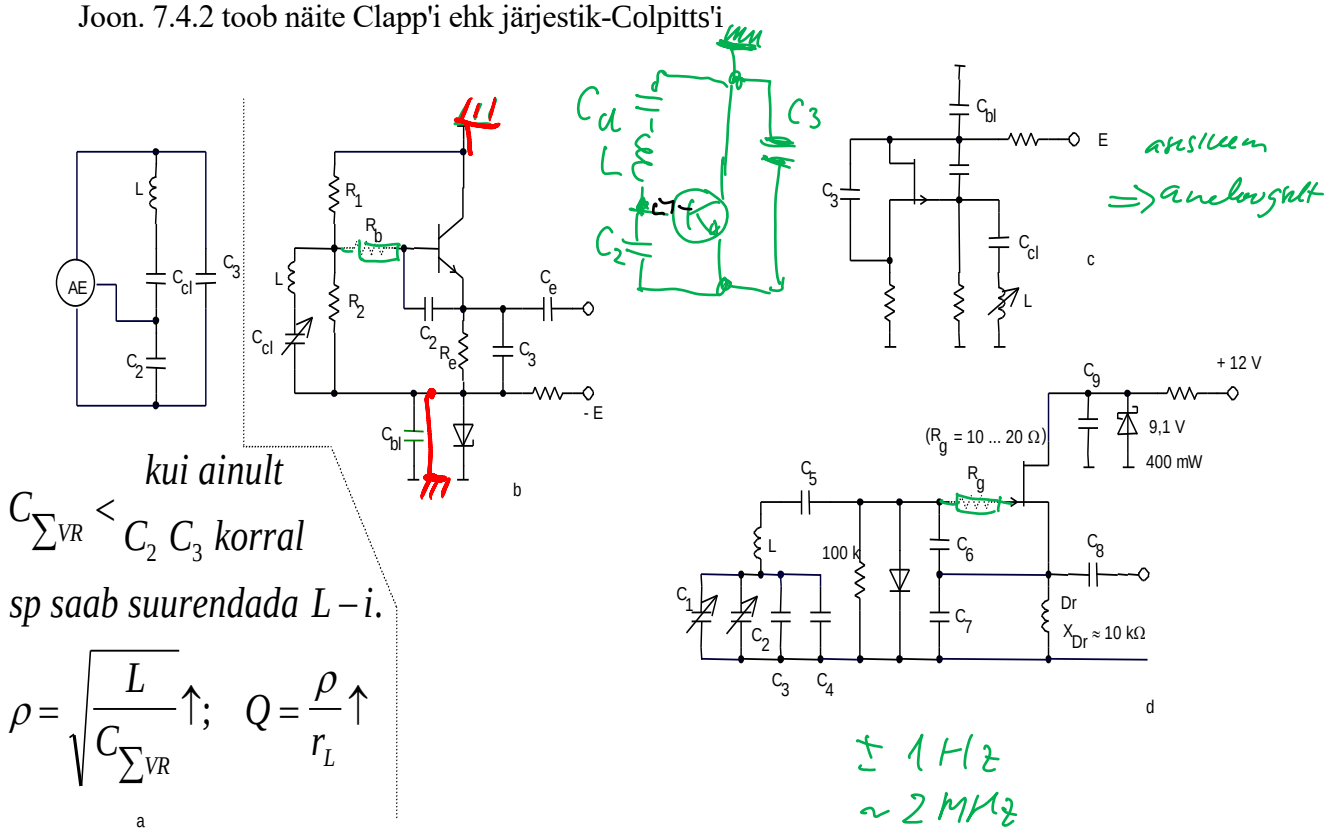
Vaatleme kasutatavaid skeemitehnilisi võtteid konkreetsete skeemide baasil. Joon. 7.4.1 toob näited võnkeringi nõrgast



Joon. 7.4.1

sidestamisest transistoriga. Variant (a) annab nõrga sidestuse AE suuremahtuvuslike paralleelsete kondensaatoritega, (b) aga väikesemahtuvuseliste järjestikondensaatoritega. Seejuures esimene variant moodustab mahtuvusliku kolmpunktskeemi (Colpitts'i ostsillaatori), mis tänu kahele, transistori viikudevaheliste mahtuvustega paralleelsetele kondensaatoritele, on suhteliselt stabiilne skeem.

Joon. 7.4.2 toob näite Clapp'i ehk järjestik-Colpitts'i



Joon. 7.4.2

ostsillaatorite üldstruktuuri (a) ja konkreetsed skeemid (b,c,d). See on sisuliselt Colpitts'i ostsillaatori edasiarendus kõrgema sagedusstabiilsuse suunas. Nagu öeldud, mahtuvuslikus kolmpunktis on kaks võnkeringi kondensaatorit, mis sildavad transistori parasiitmahtuvusi:

- Ühest küljest - mida suuremad on nende mahtuvused, seda vähem transistori parasiitmahtuvused (ja nende muutused) mõjutad sagedust määrava võnkeringi resonantsagedust.
- Teisest küljest - võnkeringi mahtuvuste suurendamisel võnkeringi hüve aga väheneb. Varasemast selgus, et võnkeringi hüve vähendamine vähendab sagedusstabiilsust - järelikult siin on oma sagedusstabiilsuse piir, mida mahtuvuste suurendamise teel enam ei paranda.
    - Clapp'i ostsillaatoris pannakse kondensaator järjestikku induktiivsusega (tuntud on ka nn paralleel-Colpitts'i variant, kus mahtuvus pannakse induktiivsusega paralleelselt; suhteliselt madala töösageduse tõttu pole see skeem nii levinud kui järjestikvariant).
    - Mahtuvus C_{cl} vähendab induktiivsuse mõju resonantssagedusele ning on võimalik valida nii suuremad mahtuvused kui ka induktiivsuse.

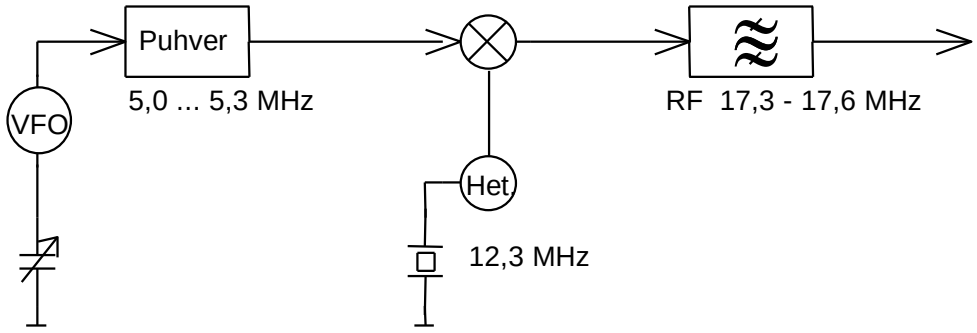
Variandis (b) on transistori kollektor maandatud. See tagab transistori parema jahutuse ning Clapp'i kondensaatori maaühenduse. Järjestikkune takistus R_b vähendab transistori väikese sisendtakistuse sildavat mõju võnkeringile. Ostsillaator väljatransistoril (c) võimaldab võnkeringiga väga nõrka sidestust. Seda seetõttu, et tema

sisendtakistus on väga kõrge ja sisendmahtuvus 2…4 korda väiksem bipolaarse transistori sisendmahtuvusest.

Variant (d) tagab sagedusstabiilsuse $+/- 1\,Hz$ sisselülimise hetkest 2 tunni jooksul (sagedusvahemikus $1{,}8\ldots2\,MHz$). Lisaks varemmärgitud võtetele on siin kasutusel polüstürool? (polystyrene) kondensaatorid, samuti võnkeringi kondensaatorite paralleelühendus. Viimane võte vähendab nende temperatuurisõltuvust neid läbivast vahelduvsignaali voolust (vool jaguneb mitme kondensaatori vahel). Toitepinge on stabiliseeritud ning valitud madalam, tagamaks veelgi väiksemaid ostsillaatorielemente läbivaid voole ja AE elektroodidevahelisi mahtuvusi mõjutavaid pingeid. Viimase mõju vähendamiseks on skeemi veel lülitatud diood, sildamaks väljatransistori sisendit. sellega saavutatakse paisupinge positiivsete poolainete tippude mahasurumine ning paisu pingemuutuse - seega ka pingest sõltuva sisendmahtuvuse muutuse ulatuse vähenemine. Sidestuskondensaator C_5 valida nii väike kui veel on võimalik võnkumiste säilitamiseks, kondensaator C_8 tuleb ka valida nii väike kui võimalik. Kõrgemate harmooniliste mahasurumiseks ning parasiitsagedustel võnkumiste vältimiseks võib kasutada paisuga järjestikku ühendatavat madalaoomilist takistit. Kondensaatorid C_6 ja C_7 valitakse võrdsed, takistusega (signaalisagedusel) ca 60 oomi.

Tavaliselt saavutatakse hea sagedusstabilisatsioon sagedustel kuni $7\ldots10\,MHz$. Saavutamaks head sagedusstabiilsust kõrgematel sagedustel tuleb kasutada juba süsteeme ostsillaatoritega - heterodüünipõhimõtet, sageduse kordistamist, sagedussüntesaatoreid.

Vaatleme ühte heterodüüniga näidet (joon. 7.4.3).



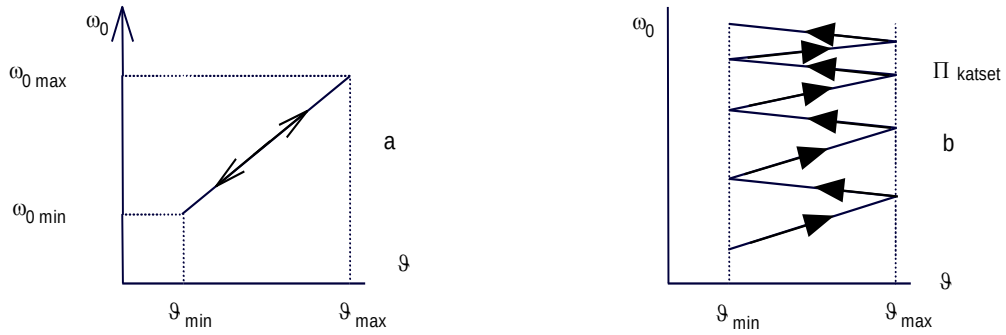
Joon. 7.4.3

Põhihäälestus sooritatakse pingega tüüritava ostsillaatoriga, mille sagedus muundatakse üles kvartsheterodüüni abil. Sarnast süsteemi kasutatakse ka sagedusmodulaatorite kesksageduse stabiliseerimiseks.

7.4.2 Võnkeringide termokompensatsioon

Ostsillaatori sagedusstabiilsuse esimeseks tagatiseks on kasutava võnkeringi etaloonsus; võnkeringi temperatuuri- kompensatsioon on põhiliseks võtteks tavaliste, poolist ja kondensaatorist koosneva võnkeringi etaloonsuse tõstmiseks.

Vaatleme võnkeringi resonantsssageduse temperatuurisõltuvuse näidet (joon. 7.4.4 a). Siit nähtub ühene graafik temperatuuri



Joon. 7.4.4

Resonantsageduse temperatuuritegur α avaldub:

$$\alpha_{f,\vartheta} = \frac{\Delta\omega_0}{\omega_0} \Big/ \Delta\vartheta .$$

Võib esineda aga olukord, kus karakteristikud kokku ei lange -saame "hüplevad" karakteristikud (joon. 7.4.4 b). Seda hüplemist iseloomustatakse ebastabiilsus- või hüplemisteguriga, mis n-da katse korral avaldub järgmiselt

$$\beta_f^{(n)} = \frac{\omega_{0\min}^{(n)} - \omega_{0\min}^{(n+1)}}{\omega_{0\min}^{(n)}} .$$

Pöörame tähelepanu nende karakteristikute juures tavaliselt ilmnevale tendentsile - hüplemise vähenemisele katsete arvu n suurenedes. Võnkeringides, kus selline tendents ilmneb - saab olukorda parandada võnkeringi paljude temperatuurikatsetega - kunstliku vanandamisega.

Termokompensatsioonist saab rääkida vaid juhul, kui võnkeringi hüplemistegur võrdub nulliga.

Järgnevas tabelis on toodud mõnede õhksüdamikuga poolide temperatuuriparameetrid ja hüve.

L	α	β	Q
Keraamilisele alusele pihus-tatud mähis, temperatuuri-töötlusega	10...20	0	80...150
Keraamilisel alusel kuumtraat-mähis	10...30	0	100...400
Mehaaniliselt eelpinges-tatud mähis keraamilisel alusel	40...100	10...1000	100...400
Karkassita mähis	50...150	≈20000	100...600

Tabelis toodud α ja β suurused tuleb korrutada 10^{-6} -ga.

Järgnevalt avaldame tõestuseta resonantssageduse sageduse suhtelise muutuse võnkeringi induktiivsuse ja mahtuvuse muutuste kaudu.

$$\frac{d\omega_0}{\omega_0} = -\frac{1}{2}\left(\alpha_{L\vartheta} + \alpha_{C\vartheta}\right)d\vartheta \ .$$

Niis, oleme saanud seose võnkeringi resonantssageduse temperatuurisõltuvuse leidmiseks. Sulguses oleva avaldise minimeerimine ongi võnkeringi termokompensatsioon. Ideaalsel kompenseerimisel see liige võrdub nulliga:

$$\alpha_{L\vartheta} = -\alpha_{C\vartheta} \ .$$

Tegelikult muidugi ideaalset kompensatsiooni ei saavutata, kui aga saavutatav kompensatsioon ei rahulda, tuleb edasiseks sagedusstabiilsuse tõstmiseks kasutada kas termostateerimist (st temperatuurimuutuste - avaldise liikme dϑ vähendamist) või siis kvartsstabilisatsiooni.

Õhksüdamikuga poolide temperatuuritegur on tavaliselt positiivne. See tähendab, et kondensaatorite temperatuuritegur peab siis olema negatiivne. Keraamiliste kondensaatorite temperatuuritegurid on valmistajatehase poolt ette antud ja on märgistatud kas erivärvidega või vastavate koodidega.

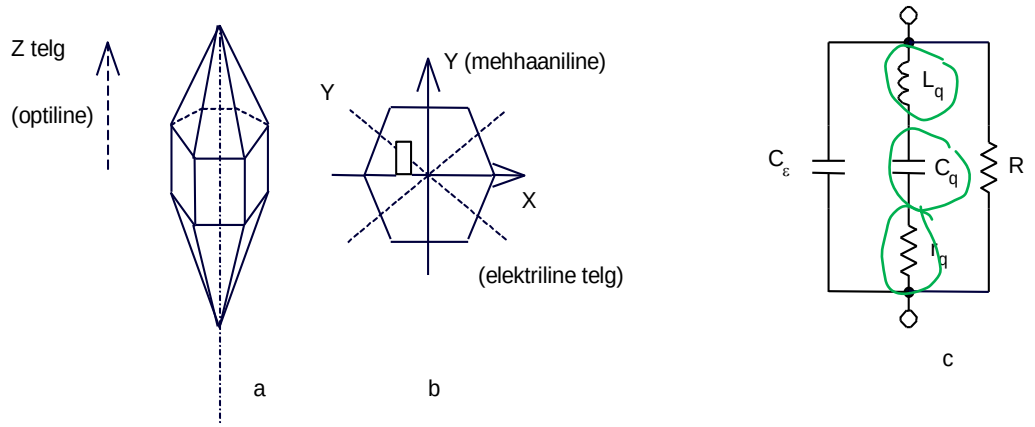
Kui ei ole vajaliku temperatuuriteguriga kondensaatorit käepärast, siis on võimalik kondensaatorite paralleel- või järjestikühendusega tagada sobiv temperatuuritegur. Paralleel- ja järjestikühendusel ühendusel avalduvad üldised temperatuuritegurid

$$\alpha_{Cp} = \frac{\alpha_{C_1} C_1 + \alpha_{C_2} C_2}{C_1 + C_2}; \quad \alpha_{C\,järj} = \frac{\alpha_{C_1} C_2 + \alpha_{C_2} C_1}{C_1 + C_2} \ .$$

7.5 Kvartsstabilisatsioon

7.5.1 Kvartskristall, kvartsresonaator

Looduses või kunstlikult kasvatatuna on kvartskristall otstest kuustahkse püramiidi- keskelt - prismakujuline (joon. 7.5.1 a,b)



Joon. 7.5.1

$Z_q = R_q + jX_q$

Eristatakse optilist Z-telge, elektrilisi X-telgi ning mehaanilisi Y-telgi. Teljed määravad kristallist väljalõigatava kvartsplaadi elektrilised, mehaanilised ja temperatuuriomadused.

Niisiis, miks kasutatakse ning tänu millele on üldse võimalik kvartsplaadi kasutamine elektrilise resonaatorina. Teatavasti on mehaanilistel resonaatorital väga kõrge hüve; kvartsplaat on ka väga püsivate mehaaniliste omadustega, mistõttu lisaks kõrgele hüvele on ta ka kõrge stabiilsusega. Kuidas on aga võimalik mehaanilist resonaatorit siduda elektrilisega? See osutub võimalikuks tänu kvartsi päri- ja pöördpiesoeletrilisele efektile.

See tähendab, et kui kvartsplaati mõjutada mehaaniliselt, tekib tema otses elektromotoorjõud; kui aga rakendada emj tema otstele, kaasneb sellega plaadi deformeerimine. Seetõttu saame mehaanilised võnkumised üle kanda elektrilisteks ja vastupidi.

Kvartsresonaatorit iseloomustatakse järgmise aseskeemiga (joon. 7.5.1. c). Kvartsplaadi võnkumised, mis toimuvad siis tänu piesoelektrilistele efektidele, iseloomustatakse dünaamiliste parameetritega L_q, C_q ja kadudega r_q. Kvartsplaadi hoidjate vahelist mahtuvust iseloomustatakse C-ga. On olemas ka hoidjatevaheline aktiivtakistus, kuid kuna kvarts on praktiliselt isolaator, on selle takistuse suurusjärk teraoomidest ülalpool, mistõttu selle takistusega tavaliselt ei arvestata.

Nagu aseskeemilt nähtub, moodustub siin kaks resonantssagedust. Järjestikresonants moodustub dünaamiliste elementide C_q ja L_q vahel; paralleelresonants induktiivsusega L_q paralleelselt olevate, omavahel järjestikkustega C_q ja C vahel.

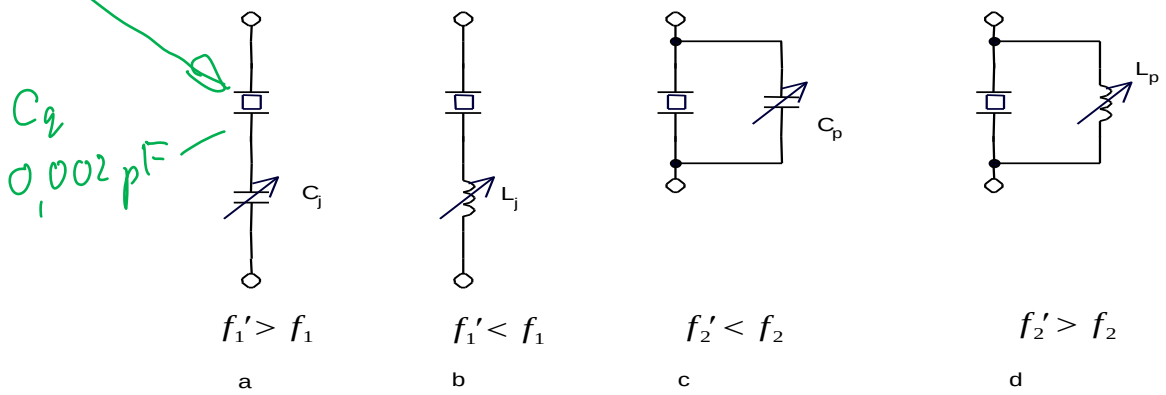
Resonantsnähtused võivad toimuda plaadi neljal erineval deformatsioonil, põhi- ja kõrgematel (paaritutel) harmoonilistel. Kõrgsageduslikeim deformatsioon on nihe, mille juures saadakse resonantssagedused mõnekümnel MHz-l. Kõrgematel sagedustel tuleb kasutada kõrgemaid harmoonilisi.

Kvartsresonaatori temperatuuritegur sõltub plaadi lõikest. Kaldlõigete korral on võimalik saada nullile lähedasi temperatuuritegureid teatud algtemperatuuri (näiteks 20^0C)juures. Seetõttu on igal kvartsresonaatoril oma töötemperatuur. Vaatleme, millistes suurusjärkudes on kvartsresonaatori parameetrid.

Lõige	C pF	C_q pF	L_q mH	r_q oomi	r_0 megaoomi	Q	f_{q1} kHz
AT	12,6	0,00273	3000	141	10,5	75000	556
BT	46,2	0,0212	37	3.6	1,3	365000	5580

AT resonaatori mõõtmed on $3*13*33\,mm$, BT - $0{,}44*25*25{,}5mm$.

Näeme kvartsresonaatoreile küllaltki iseloomulikke parameetrite väärtusi. Nimelt - väga väikest dünaamilist mahtuvust ja suurt dünaamilist induktiivsust. Siit tuleneb kaks iseärasust - kõrge lainetakistus ja väga väikesed võimalused kvartsresonaatori järgihäälestuseks ja sagedusdeviatsiooniks. Tegelikult on viimane omadus soovitud tulemus - sagedusstabiilsus on tagatud resonaatori sisemiste parameetritega ja väheneb alluvus väliste parameetritele muutustele tagabki kvartsostsillaatorite kõrge stabiilsuse. Selgitame seda joon. 7.5.2. abil. Tõepoolest, soovides kvartsostsillaatori võnkesagedust mõnevõrra muuta, tuleks kasuta resonaatoriväliseid reaktiivelemente, saades kas resonaatori järjestikresonantsageduse f_1 muutuse f_1'-ks (joonisel a,b) või paralleelresonantsageduse f_2 muutuse f_2'-ks (c,d).



Joon. 7.5.2

7.5.2 Kvartsostsillaatorite skeemid

Kvartsostsillaatorite skeemilised lahendused võib jagada nelja rühma. Niisiis, saame kvartsostsillaatorid, kus kvartsresonaator töötab

1) induktiivsusena;
2) aktiivtakistusena (kas järjestik- või paralleelresonantsil);
3) sildskeemis;
4) kõrgematel harmoonilistel.

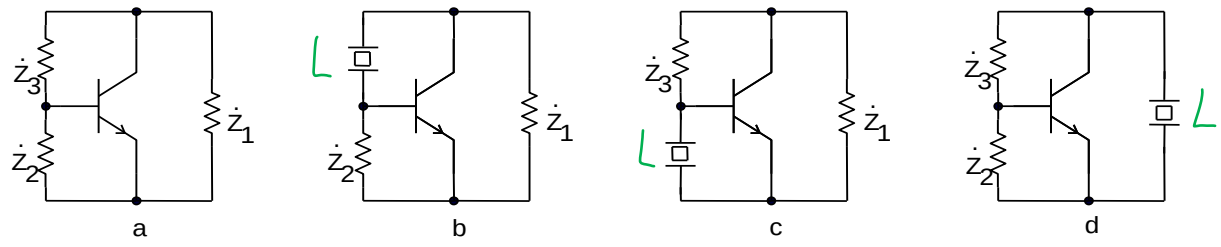
Rakendusotstarbe järgi võib kvartsostsillaatoreid kasutada nii püsisageduslike võnkumiste tekitamiseks kui ka kitsaribalise sagedusliku modulatsiooni tekitamiseks. Omaette valdkonnaks on kvartsostsillaatorite kasutus koht-sagedusvõrgu loomisel - sagedussüntesaatorites. Järgnevalt vaatlemegi mõningate ülalmärgitud põhimõtete skeemitehnilisi rakendusi.

7.5.2.1 Ostsillaator - kvartsresonaator kui induktiivsus

Teatavasti iga võnkering on resonantssagedusel aktiiv-iseloomuga, väljaspool seda aga kas induktiivse või mahtuvusliku iseloomuga. Selles alapunktis vaatleme ostsillaatoreid, kus võnkumiste faasitingimus täidetakse siis, kui kvartsresonaator omab induktiivset iseloomu.
Võib tekkida küsimus, miks on valitud just induktiivne, aga mitte mahtuvuslik iseloom. Põhjus on selles, et:

- Kvartsresonaator saab olla induktiivse iseloomuga vaid siis, kui toimuvad võnkumised (tekkib dünaamiline induktiivsus);
- Mahtuvuslik iseloom on tal niikuinii tänu oma **staatilisele läbimahtuvusele** ka ilma võnkumisteta olemas.

Sellised ostsillatorid tuginevad kolmpunktostsillaatoritele (joon. 7.5.3). Võttes üldistatud kolmpunktostsillaatori skeemi (a), võime valida siin suvalise,



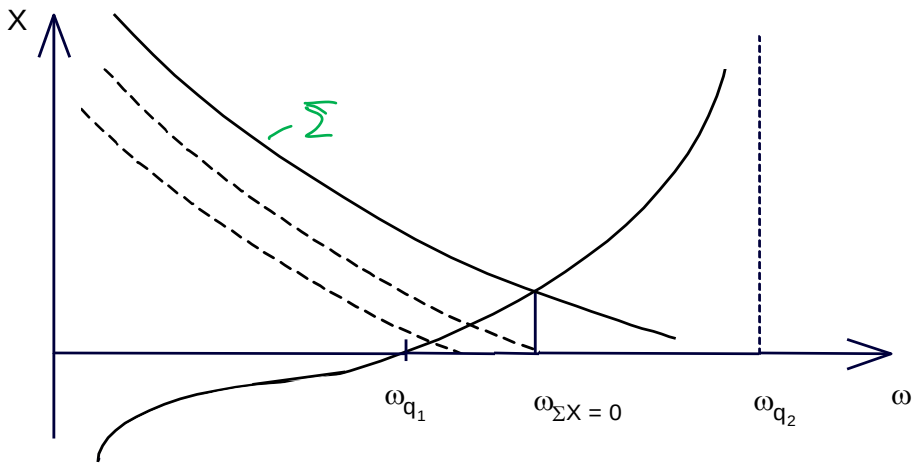
Joonis 7.5.3.

faasitingimuse täitumist tagava lahendi (b, c, d), kus kvartsresonaatoril on induktiivsuse roll. Soovitav on seejuures kvartsresonaatori minimaalne šunteerimine aktiivelemendi poolt - seetõttu on siin variant d eelistatum. Väljatransistoriga skeemides on üldjuhul tagatud parem kvartsresonaatori ja AE sobitus ja see ei ole niivõrd kriitiline kui bipolaarsete transistoride korral.

Vaatleme faasitingimuse täitumist variandis (b). Faaside tasakaalu tingimuseset tulenevalt saame $\boxed{\sum X = 0}$:

$$X_{cb} = -X_{be} - X_{ce}; \qquad X_q = -X_{be} - X_{ce}.$$

Vaatleme faaside sagedussõltuvusi (joon. 7.5.4). Summeerime



Joon. 7.5.4

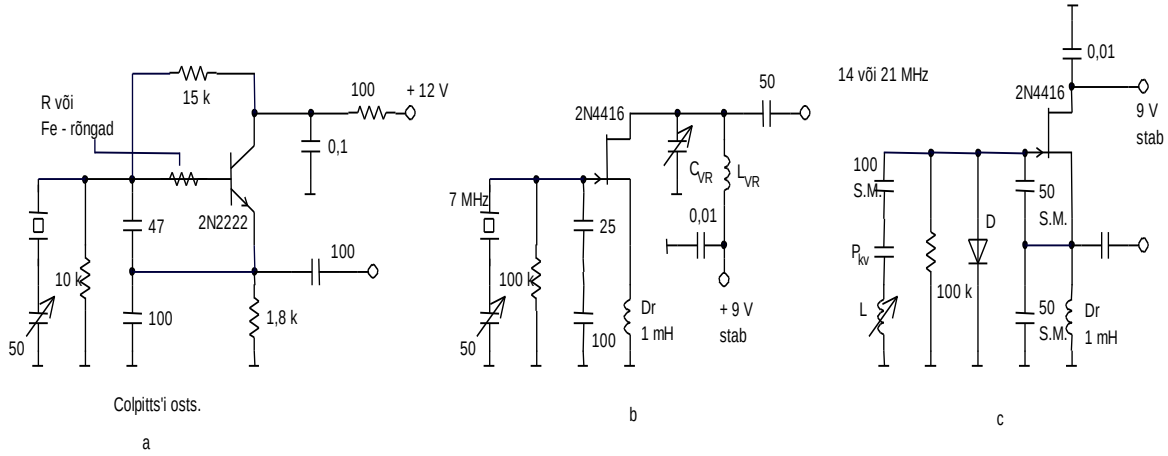
kondensaatorite reaktiivsuste sageduskarakteristikud (negatiivse märgiga) - ning seal, kus see summa võrdub kvartsresonaatori reaktiivtakistusega - saamegi faasitingimuse täitumise ja võnkumised.

Toome mõned konkreetsed näited (joon. 7.5.5).

Bipolaarse transistoriga variant (a) kujutab endast Colpitts'i ostsillaatorit:

Skeemil (a) on näidatud.

- võimalus sageduse järgihäälestamiseks trimmeriga
- või siis - asendades trimmeri varikapiga - kitsaribaliseks sagedusmodulatsiooniks. Skeemides, kus on suur kvartsi sildav mahtuvus, pannakse sagedust reguleeriv kondensaator järjestikku, väike - paralleelselt.



Joon. 7.5.5[38]

- Kõrgemate harmooniliste mahasurumiseks, parasiitvõnkumiste vältimiseks kasutatakse ka siin baasiahelas madalaoomilist takistit või ferriitrõngaid.

Variant (b) näitab võimalust ostsillaatorisageduse kõrgemate harmooniliste kasutamiseks. Võnkumine toimub siin kvartsresonaatori põhiharmoonilise juures, väljundis eraldatakse võnkumise kas teine või kolmas harmooniline.

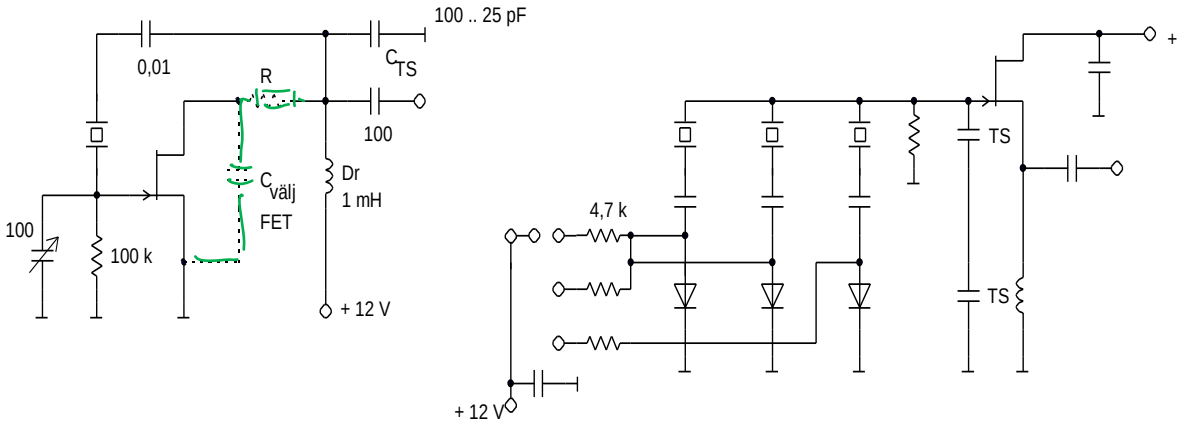
Viimane **näide (c)** illustreerib sageduse järgihäälestust induktiivsusega:

- Kvartsi AT lõige on järelhäälestuse seisukohalt parim, andes suurima sagedushälbe.
- Nii näiteks sagedusel 3.5 MHz on saavutatav sagedusmuutus 3 kHz, 7 MHz - 10 kHz. On võimalik ka suurem muutus, kuid sellega kaasneb tunduv sagedusstabiilsuse langus.
- Oluline on tagada sellistes järelreguleeritavates (moduleeritavates) ostsillaatorites selektiivsete ahelate minimaalsed mahtuvused. Sellele aitab kaasa ka väljatransistori sisendit sildav diood, lõigates ära signaali positiivsed poolperioodid ning vähendades seega sisendmahtuvuse pingest sõltuvat muutust.

Kõrgematel sagedustel on levinud ka Pierce'i ostsillaatorid (joon.7.5.6 a), kus kasutatakse transistorisisest mahtuvuslikku tagasisidet; selle mittepiisavuse korral täiendatakse skeemi välise tagasisidekondensatoriga C_{ts}.

Variant (joon. 7.5.6 b) illustreerib sageduse ümberlülimise võimalust dioodidega.

[38] Väga kangeks sagedusstabiilsuseks kasutatakse hõbetatud plaatidega vilgukivikondensaatoreid (S.M. – Silver Micca); $P_k \leq 10\mu W$

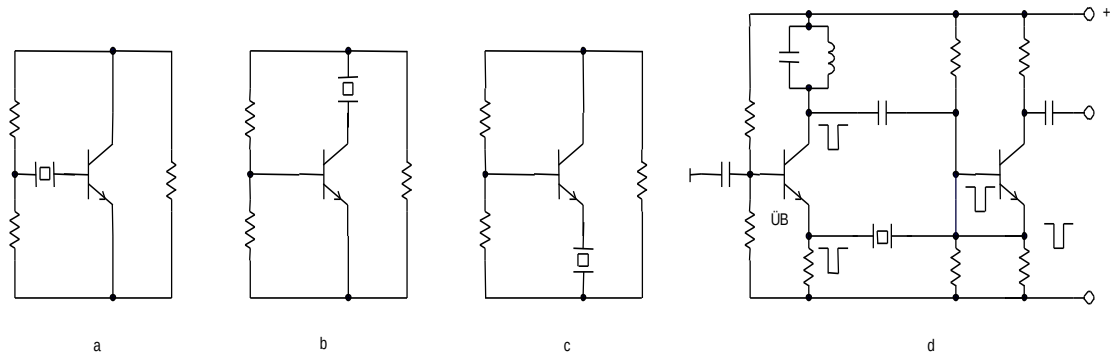


Joon. 7.5.6

Kui sageduse järgihäälestus pole oluline, jäetakse ülaltoodud skeemidest trimmerelement välja; sagedusstabiilsus tuleb seejuures kõrgem.

7.5.2.2 . Ostsillaator - kvartsresonaator kui aktiivtakistus

Siia alla kuuluvad ostsillaatorid, kus kvartsresonaator töötab kas järjestik - või paralleelresonantsil. Lihtsaimad näited saab tuua jällegi kolmpunktostsillaatorite baasil (joon. 7.5.7). Võib valida suvalise neist skeemidest - skeemi täidetakse faasitingimus vaid siis, kui kvartsresonaator omab puht aktiivset takistust - st resonantsolukorras. Amplituuditingimust saab täita toodud skeemides vaid kvartsresonaatori järjestikresonantsil. Seega võnkumised saavad tekkida ainult kvartsi järjestikresonantssagedusel.

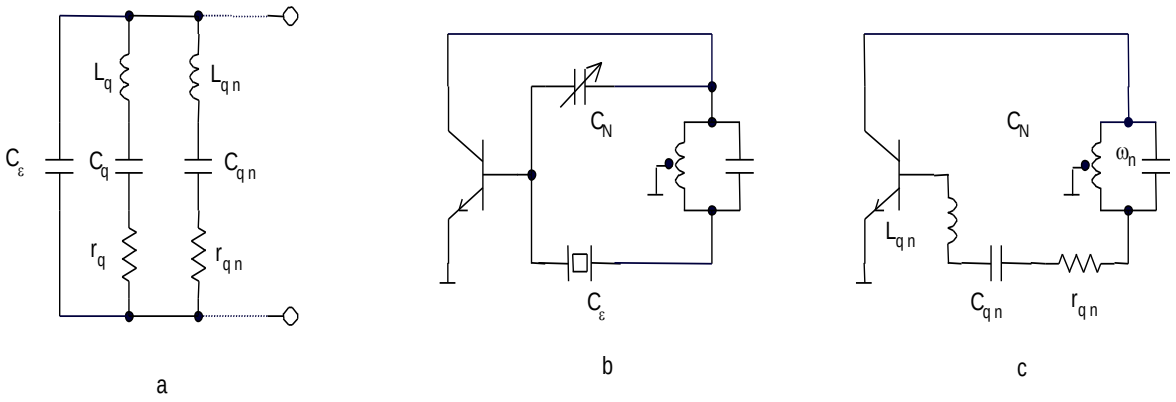


Joon. 7.5.7

Ostsillaatori skeemides vajalikku faasinihet võib tekitada ka kahe transistori abil (joon. 7.5.6 d). Kvartsresonaatori järjestikühenduse korral tagasisideahelas saadakse võnkumised järjestikresonantsil, paralleelühenduse korral - paralleelresonantsil.

7.5.2.3 . Ostsillaator - kvartsreonaatoriga kõrgematel harmoonilistel

Osutub, et kvartsresonaatori aseskeem siseldab lisaks senivaadeldud harudele veel harusi kõrgematel harmoonilistel (joon. 7.5.8 a). Selleks, et sundida



Joon. 7.5.8

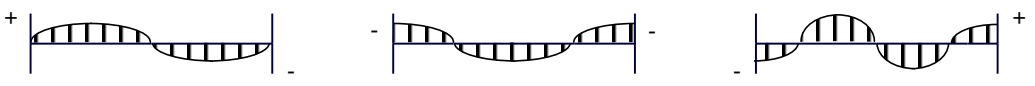
kvartsresonaatorit võnkuma mingil n-ndal harmoonilisel, tuleb ülejäänud harud elimineerida.

Vaatleme seda ühel ostsillaatori näitel (b):

- Kõigepealt tuleb lahti saada läbivmahtuvusest C_ε. Selleks koostame skeemi, kus pooli väljavõte on maandatud, pooli otstel tekivad seega vastasfaasilised pinged. Reguleerides nüüd neutraliseerimiskondensaatori mahtuvuse selliseks, mille juures antakse b-e vahemikule kaks võrdset, kuid vastasfaasilist pinget (üle C_ε ja C_n), saame lahti kvartsresonaatori läbivmahtuvuse C_ε kaudu antavast tagasiside signaalist.
- Järgnevalt katsume lahti saada kvartsresonaatori põhiharmoonilise ja ülejäänud harmooniliste harudest.
    - Selleks häälestame võnkeringi vajalikule, n-ndale harmoonilisele ning saame järgmise ostsillaatori aseskeemi (c).
    - Kui nüüd täidetakse amplituuditingimus, (AE on suuteline kompenseerima kaotakistuse r_{qn} kaod), hakkab ostsillaator võnkuma n-ndal harmoonilisel.

Sellisel põhimõttel võib sundida kvartsresonaatorit võnkuma 3,5,....(15...21) harmoonilisel. Mida kõrgem on aga harmoonilise kordsus, seda suurem on sellele vastav kaotakistus ja seda raskem on tagada võnkumisi just soovitud sagedusega; suurte võimendustegurite korral võnketingimus võib osutuda täidetuks juba madalamal, kui soovitud sageduskordsusel.

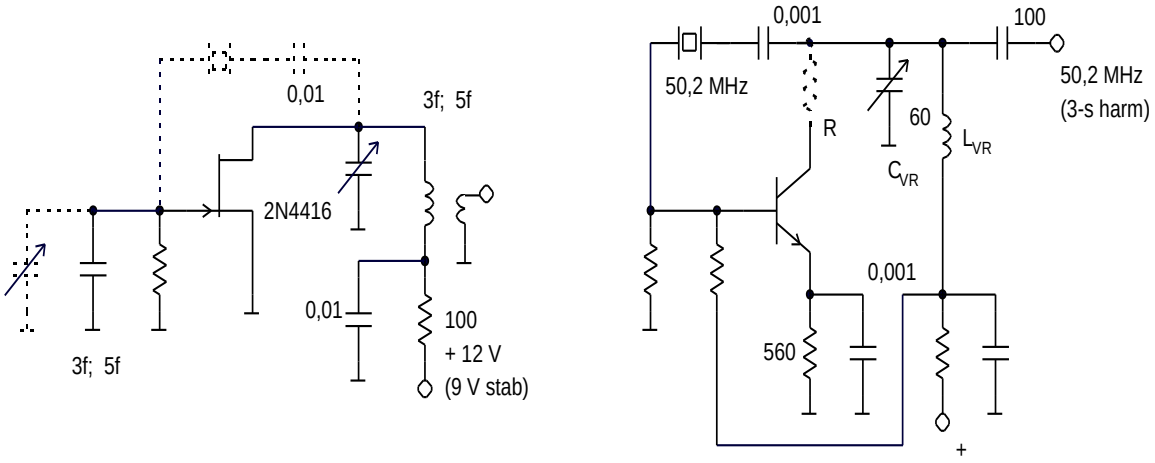
Peame siin veel silmas, et kvartsresonaator võib võnkuda vaid **paaritutel ülaharmoonikutel.** Joon. 7.5.9 on toodud seisva laine pildid eri sageduskordsuste



Joon. 7.5.9

korral. Võib näha, et põhi- ja kolmandal harmoonilisel tekib plaatide otstel energiavahetuseks vajalik potentsiaalide vahe. Kui seda pole, ei saa energiat ei plaati sisse anda ega ka plaadist välja võtta.

Järgnevalt vaatleme mõningaid näiteid ostsillaatoritest, kus sunnitakse kvartsresonaatorit võnkuma ülaharmoonilistel (joon. 7.5.10). Esimene näide on väljatransistoril (a) pakkudes välja kaks



Joon. 7.5.10

kvartsresonaatori ühendusvõimalust, teine näide (b) on Pierce'i ostsillator bipolaarsel transistoril. Võnkumised tekkivad, kui kollektorvõnkeringi resonantssagedus on mõnevõrra kõrgemal vastavast kvartsresonaatori ülaharmooniku sagedusest.

7.6 Sagedussüntesaatorid

Sagedussüntesaatorid on ette nähtud sagedusstabiilse kohaliku signaalide sagedusvõrgu (või ühe signaali sageduse) loomiseks. Süntesaatorid jagunevad oma tööpõhimõtte järgi analoog- ja digitaalsüntesaatoriteks. Kasutusotstarbe järgi võiks neid liigitada kandevlaine ja moduleeritud (SM, FM või ÜKM) signaalide süntesaatoriteks.

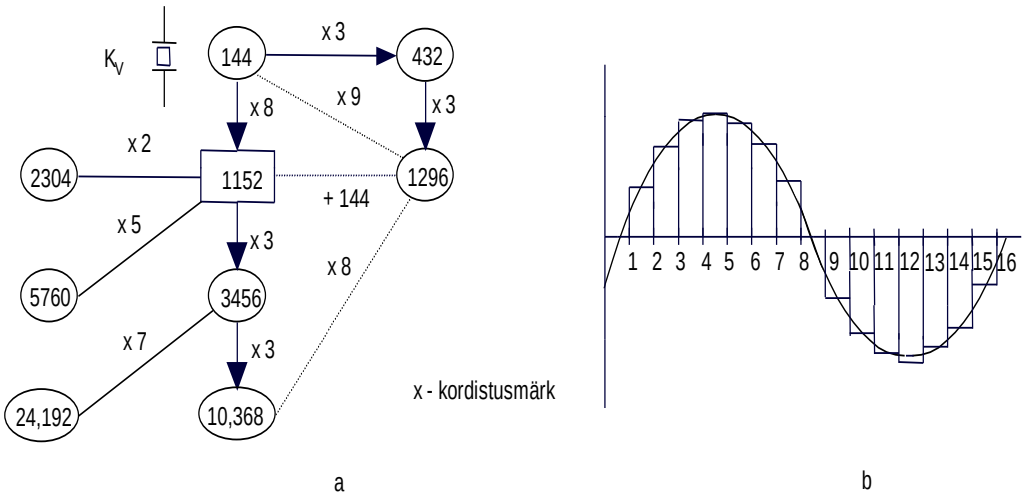
Sagedussüntesaatoreid iseloomustatakse järgmiste parameetritega:

1. **Sageduse piirkond**. Võib olla mõne protsendi või dekaadide ulatuses ümberhäälestatav. Väiksem muutus - eraldusvõime (resolution) - võib olla mõned hertsid... megahertsid. Taaliselt valitakse 1, 10, 100, ... Hz;
2. **Siirdeaeg** - aeg, mis kulub üleminekuks ühelt sageduselt teisele (lock up time). Näiteks saatja-vastuvõtureziimidele vastavate tugisageduste ümberlülimisel on oluline ümberlülitamise kiirus;
3. **Signaali puhtus.** Oluliseks mürakomponendiks on faasimoonutustest tingitud faasimüra. Nii näiteks on kvartsostsillaatoril väikene, tavalisel ostsillaatoril - suur faasimüra;
4. **Sageduse täpsus;**
5. **Sageduse stabiilsus;**
6. **Võimalike erinevate sageduste hulk.**

7.6.1 Analoog-sagedussüntesaatorid

Juhtostsillaatoriks on siin kvartsostsilaator, mille väljundsignaali kordistamise ja/või segustamise abil saadakse vajalik sagedusvõrk. Analoogsüntesaatorid on rohkem

levinud ÜKS diapasoonis, kus digitaalskeemide kasutamine on raskendatud või võimatu. Toome ühe näite illustreerimaks analoogsüntesaatorite võimalusi (joon. 7.6.1 a).



Joon. 7.6.1

7.6.2 Digitaalsed otsesed sagedussüntesaatorid

Nendes süntesaatorites sünteesitakse siinussignaal digitaalselt, diskreetsete väljavõtete reana. Vastavalt Nyquisti (venekeelses kirjanduses Kotelnikovi) teoreemile peab signaaali formeerimiseks või taastamiseks diskreetide taktsagedus olema vähemalt kahekordse signaali maksimaalne sagedusega f_{max}. Efektiivsemaks signaali taktsageduse väljafiltreerimiseks ning signaali formeerimiseks (taastamiseks) võetakse tavaliselt taktsageduseks neljakordne f_{max}. Vaatleme konkreetset näidet (joon. 6.5.1b). Siin on diskreetide arvuks $N = 16$, taktsagedus $f_t = 400\ kHz$.

Maksimaalseks sageduseks $f_{\max} = f_t/4 = 100\ kHz$ (iga neljas diskreet);

Minimaalseks sageduseks $f_{\min} = f_t/N = 25\ kHz$.

Digitaalselt genereeritud signaali sagedus $f = \left(f_t/N\right)*n$, kus arvestatakse iga n-ndat diskreeti. Kasutatud diskreetide arv $N_n = N/n$.

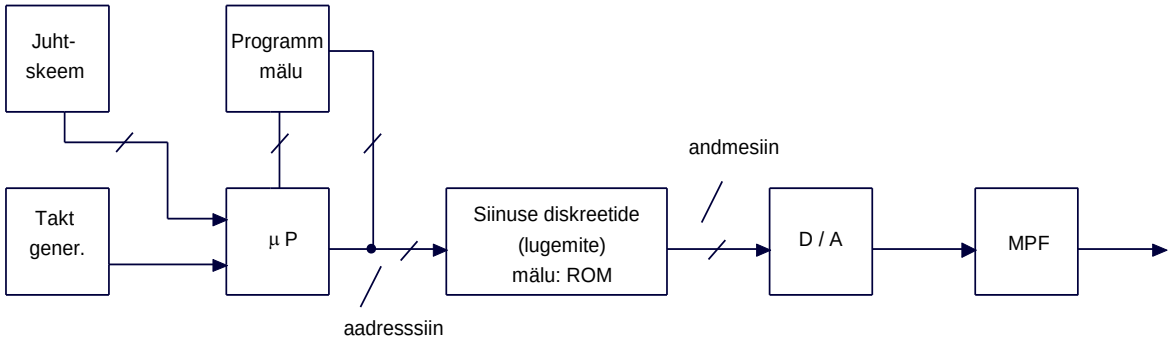
Nii saame $f_1 = f_{\min} = f_t/N = 25\ kHz$; $f_2 = 2f_t/N = 50\ kHz$;

$$f_3 = 3f_t/N = 75\ kHz;\ f_4 = 4f_t/N = 100\ kHz.$$

Vastav diskreetide rida i:

f_1: i = 0 1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 11 12 13 14 15 0 …;
f_2: i = 0 2 4 6 8 10 12 14 0 2 …;
f_3: i = 0 3 6 9 12 15 2 5 8 11 14 1 4 7 10 13 0 …;
f_4: i = 0 4 8 12 0 … .

Vaatleme üht otsese süntesaatori struktuuri (joon. 7.6.2).



Joon. 7.6.2

Sünteesitava signaali (siinuse) lugemid hoitakse ROM-is ja antakse, kui mikroprotsessor annab vastava aadressi, edasi andmesiinide kaudu D/A muundurisse. Mikroprotsessor hoiab aadressi senikaua kuni soovitakse järgmist lugemit. Mikroprotsessor (MP) on kui aja loendur (faasikoguja). Perioodiliselt, $T = 1/f_t$ tagant annab MP aadressiini ROM-i pesa aadressi, kust loetakse infot D/A muundurisse.

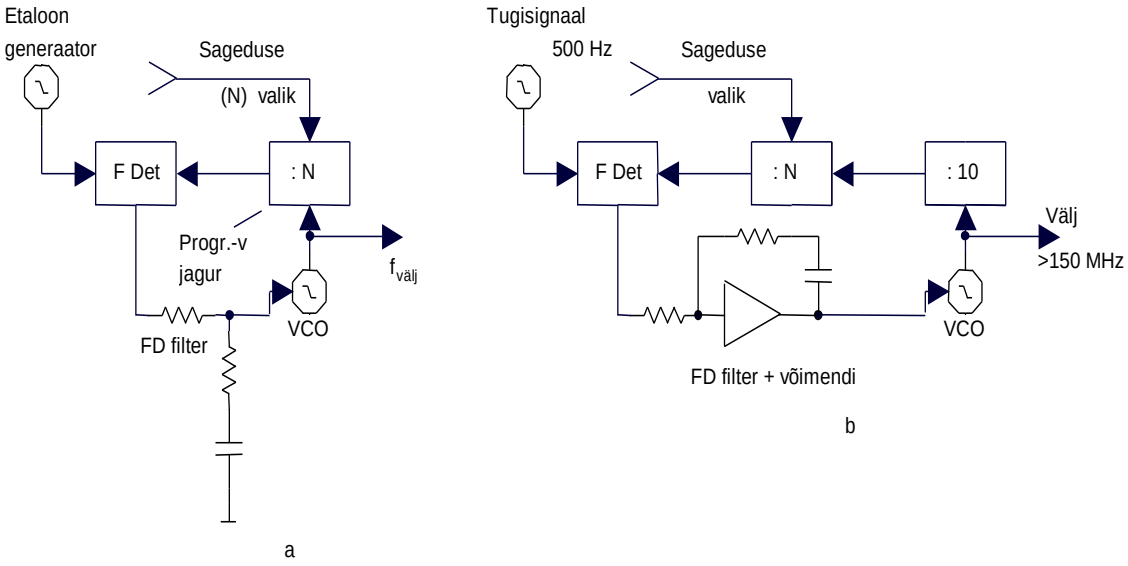
Sageduse muutmisel muutub genereeritava signaali ühe perioodi kohta tulev lugemite arv N_n. See annab hea filtreerimise, kuna väljafiltreeritav taktsagedus jääb samaks ja filter tuleb püsiribaline, mittereguleeritav.

Lugemite (numbritevahelised) intervallid antakse ette juhtskeemiga. See skeem käivitab süntesaatori, seadistab väljundsageduse, moduleerimisvajaduse korral muudab lugemite intervalli FM ja SM sooritamiseks. Võib olla ka vastav programm sageduse ümberhäälestamiseks.

Otsena süntees leiab kasutust madalsageduslikus diapasoonis ning raadiosagedusliku diapasooni alumises osas.

7.6.3 Kaudne sagedussüntesaator

Otsesel sagedussüntesaatoril on väljundsagedus määratud vahetult ostsillaatoriga. Levinum on nn kaudne süntees - faaslukk-e. faashaardesüsteemide abil moodustatud sagedussüntesaatorid. Nad on kõrgsageduslikumad kui otsese sünteesi abil saadavad süntesaatorid. Väljundsignaal saadekse neis pingega tüüritavast ostsillaatorist (VCO), mille sagedust stabiliseeritakse faashaarde süsteemiga. Kasutusel on nii ühekordse kui ka kahekordse faashaardesüsteemidega süntesaatorid. Vaatleme siin ühekordse silmusega (one-loop) süntesaatorit (joon. 7.6.3 a).



Joon. 7.6.3

Niisiis, püütakse hoida VCO sagedust püsivana. Selleks jagatakse ostsillaatori väljundsagedus $f_{välj}$ maha täisarv M korda ja võrreldakse faasdetektoris saadud sagedust etaloonsagedusega. Faasdetektori väljundsignaal näitab + või- faasierinevust, andes oma väljundis vastavamärgilise veasignaali; kogu faashaardesüsteem on häälestatud sageduste erinevuse (veasignaali) vähendamise suunas. Lõppkokkuvõttes saamegi, et väljundsignaali sagedus on M kordne etaloonsagedus.

Sagedussüntesaatori korral on:

- sageduse ülemine piir
- sageduslik eraldusvõime **vastandlikud parameetrid.**
- Ühe VCO kasutamine võimaldab saada eriliste probleemideta sagedusmuutusi kuni kaks korda (oktaav).
- Rohkemaks sagedusmuutuseks kasutatakse tavaliselt mitut või ühte ümberlülitatavate dioodidega (PIN-dioodid) selektiivsete ahelatega VCO -d.
- Et saada kõrget ülemist sageduspiiri suure eraldusvõime juures, kasutatakse tavaliselt kahekordse silmusega (loop) faashaardesüsteemi (FLL).

7.6.4 ÜKS süntesaatorid

Digitaalsüntesaatorite sagedust piiravaks teguriks on loogikaskeemide töökiirus. ÜK-sagedustel tuleks kasutada emittersidestuses loogikat (ECL), millega realiseeritud fikseeritud jagamisteguriga jagur on võimeline seal töötama. Vastava süntesaatori struktuurskeem on toodud joonisel 7.6.3 b.

8 ELEKTROMAGNETILISE ÜHILDATAVUSE

PROBLEEMID (ELECTROMAGNETIC COMPABILITY - EMC)

8.1 Sissejuhatuseks

Järjest tihenev elektromagnetiline kiirgusspekter tingib kontrollivajaduse elektromagnetiliste kiirguste vastastikkuste mõjude suhtes (electromagnetic interference - EMI). Selleks on loodud omad lubatud kiirguste piirnormid, nende tagamiseks tuleb aga pöörata küllalt suurt tähelepanu seadmete konstruktsioonidele, skeemitehnilistele võtetele kiirguste vähendamiseks nii kiirguste "saatja" kui ka "vastuvõtja" poolel.

EMI probleemid ilmnevad nii seadmesiseselt, ühises süsteemis töötavate seadmete vahel ja ka täiesti eraldi töötavate seadmete vahel. Normid antakse ette kahest vaatevinklist: kiirguse emiteerimise ja vastuvõtlikkuse (immuunsuse) seisukohtadelt.

Häirete emiteerimine võib füüsiliselt toimuda kas:

- elektromagnetilise kiirguse
- elektrilise kiirguse (elektrivälja ehk siis selle kaudu seotud osade omavahelise mahtuvuse) kaudu ,
- magnetilise kiirguse (magnetvälja ehk siis selle kaudu seotud osade induktiivse sidestuse) kaudu.

Häired võivad levida kas:

- vahetult kiirguse tekkekohalt
- seadmetele külgeühendatud (jõu, signaali või kontrolli) juhtmete või viikude kaudu.

Nende mõlemi suhtes on koostatud vastavad normid.

Elektromagnetilise kiirguse tõttu tekkinud häired levivad kaugele, olles põhiliselt kõrgsageduslikud (teatavasti efektiivseks leviks peab olema tagatud sobitus "kiirgusantenniga"; mida kõrgem sagedus, seda väiksem võib olla "sobitatud" antenn).

Magnetiline ja elektriline kiirgus on põhiliselt madalsageduslikud ja lähedale kiirgavad (näiteks jõutrafo magnetväli võib segada arvuti tööd, kõrgepingeliini elektriväli mõjub oma lähitsoonis).

Vastuvõtlikkuse suhtes on samuti koostatud eraldi normid vahetu kiirguse ja ühendusjuhtmete, viikude suhtes. Siin on veel täiendavaks momendiks elektrostaatilise laengu mõju, mis võib mõjutada loogikaskeemide käitumist, põhjustada C-MOS skeemide läbilööki.

Eksisteerib erinavaid häirete standardeid - näiteks USA-s FCC, UK-s BS1, G-FTZ/VDE.

8.2 Näiteid skeemitehnikast lähtudes EMC -st

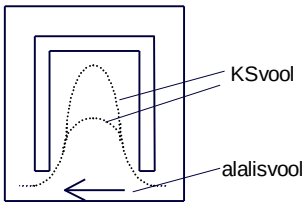
8.2.1 Ülekanne mittekontaktsetes ahelates (kiirguse kaudu)

A. Kiirgus voolusilmusest on võrdeline silmuse pindalaga A:

$$|E| = 1{,}32 \cdot 10^{-14} f^2 \frac{A}{d} I \left[V/m \right].$$

Siit tuleneb kuldne reegel - viia signaalijuhe, samuti näiteks + toitesiin maasiinile (siin siis miinustoitejuhtmele) võimalikult lähedale -vähendades niimoodi signaalisilmuse pindala.

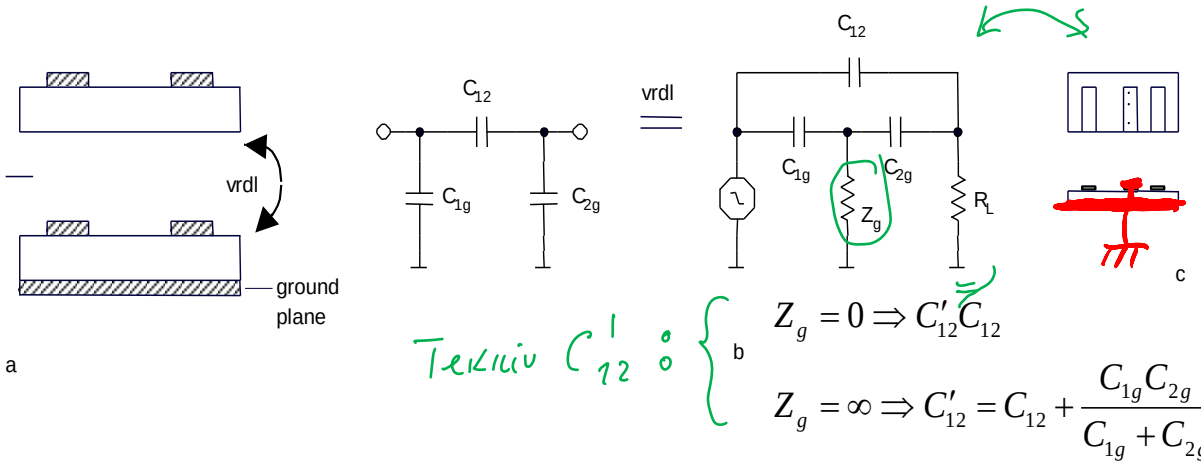
B. Kõrgsagedusvool voolab minimaalset näivtakistust pidi. Induktiivsuste korral sealt, kus on maksimaalne vastastikkune induktiivsus (joon. 8.2.1)



Joon. 8.2.1

B. Elektrilise sidestuse vähendamine.

Elektrilist sidestust võib vaadelda kui ülekannet ühismahtuvuse kaudu. Maandusplaat vähendab vooluribade vahelist mahtuvust (joon. 8.2.2 a). Seejuures see plaat peab olema tõesti maandatud (b). Maandusplaadi takistust aitab vähendada maandusriba, mis on oma aukude kaudu joodetud maandusplaadiga kokku (c).



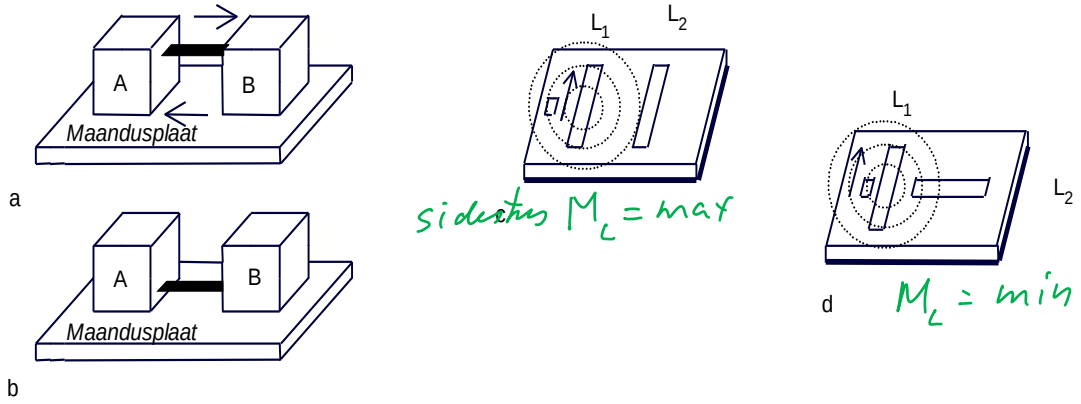
$$Z_g = 0 \Rightarrow C'_{12} \approx C_{12}$$

$$Z_g = \infty \Rightarrow C'_{12} = C_{12} + \frac{C_{1g} C_{2g}}{C_{1g} + C_{2g}}$$

Joon. 8.2.2

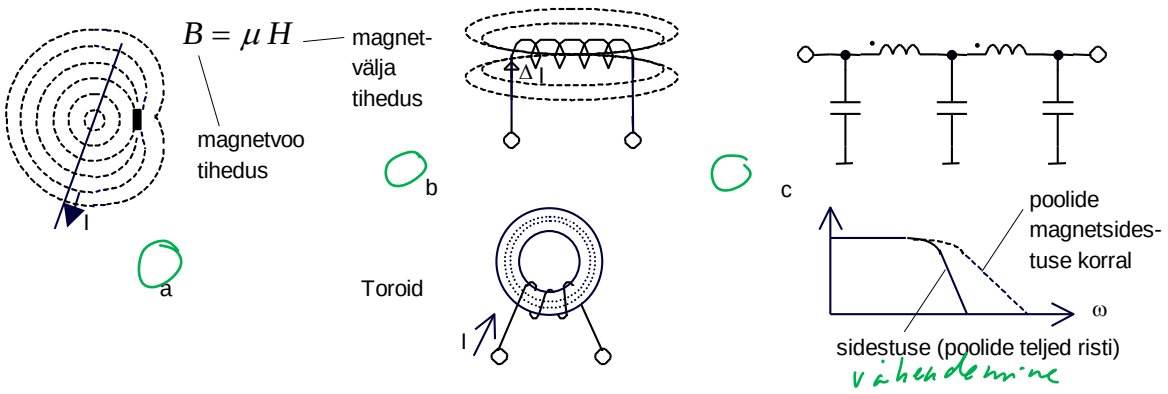
C. Magnetilise sidestuse vähendamine.

Magnetilist sidestust saab käsitleda vastastikkuse (ühis) induktiivsuse kaudu. Vaatleme kahte näidet. Kõigepealt on toodud kaks süsteemi, ühendatud kaablilindiga. Vähendamaks tekkivat signaalisilmuse pindala on soovitav ühendada need süsteemid võimalikult lühikese ja maandusele võimalikult lähedalasetseva kaabliga (joon. 8.2.3 a,b). Lähedane maa vähendab ka ülekostvust kaablisoonte vahel, maanduse lähedus vähendab soonte vastastikkust induktiivsust. Teine näide (c,d)



Joon. 8.2.3

näitab konstruktiivset võimalust vastastikkuse induktiivsuse vähendamiseks. Magnetvälja kiirgusele mõjub ka kõrge läbitavusega magnetmaterjal (joon. 8.2.4 a) või pooli kuju (b).



Joon. 8.2.4

Mõlemil juhul on ühiselemendi (mahtuvuse või induktiivsuse) mõju sidestusele määratud voolujuhtivate osade kauguse logaritmiga; magnetiline sidestus on võrdeline tekkiva silmuse pindalaga.

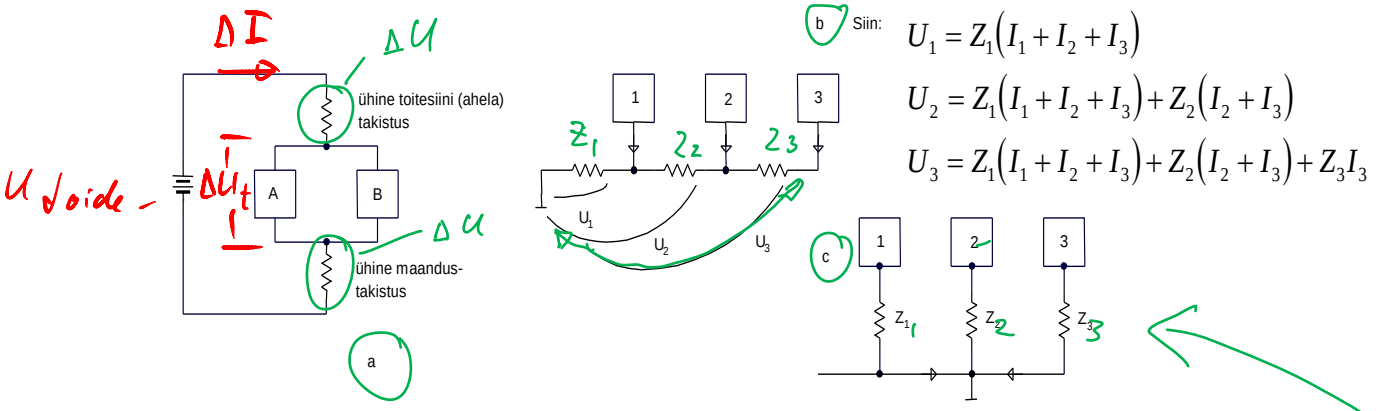
D. Sidestuse segavariant (L ja C).

Tihti esineb üheagselt nii elektriline kui ka magnetsidestus - näiteks lamekaablis, vooluribades ja mujal. Siin on tekkivad protsessid tunduvalt keerukamad. Nii näiteks võib ilmneda väljahäälestatud skeemi häälestuse muutus ühenduskaabli vahetamise tõttu.

8.2.2 Sidestus ühise takistuse kaudu

A. Sidestus ühise takistuse kaudu.

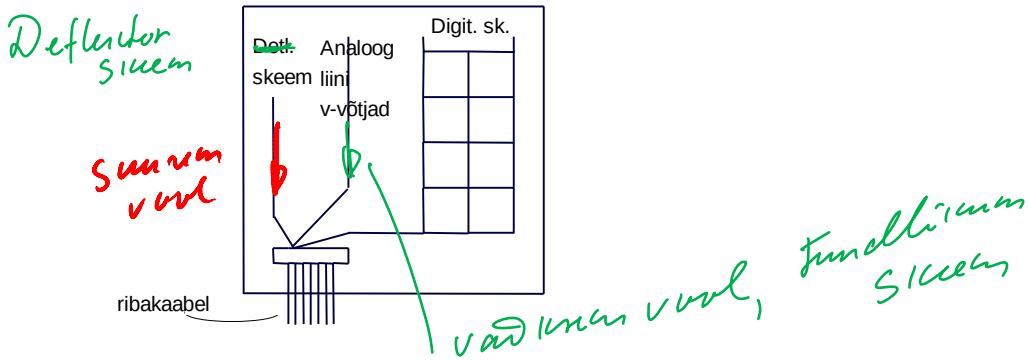
Olukorda illustreerib joon. 8.2.5a. Vool, voolates läbi A tingib maa potentsiaali muutuse ka B-s, tekitades seega sidestuse A ja B vahel. Siin võib eristada järjestikkust (b) ja paralleelset (täht) (c) maandust.



Joon. 8.2.5

Järjestikkune variant realiseeritakse tavaliselt maandusribana trükkplaadi ääres, tekkivaid sidestusi iseloomustab vastav aseskeem. Ühistakistuste Z_1 ja Z_2 vähendamine vähendab pingelangu maandusel, seega astmetevahelist sidestust. Tähtühendusel välistatakse ülekanne maanduse kaudu peaaegu täielikult. Peaaegu seetõttu, et tegelik maandustakistus ei võrdu kunagi nulliga. Lahenduse puuduseks on suurem trükiribade arv ja plaadi selleks vajalik plaadi pindala.

Enamikel juhtudel on maandus ülaltoodute segavariant. Nii näiteks on mõistlik eraldada maandused analoog - ja digitaalskeemiosade jaoks (joon. 8.2.6). Siin on toodud PC

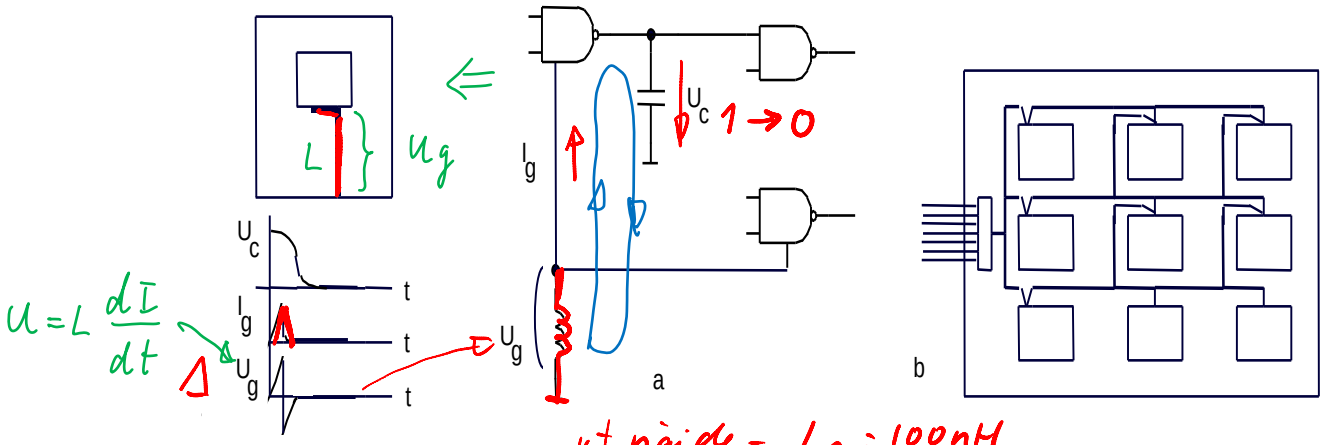


Joon. 8.2.6

andmeterminali plaadi maandusahelad. Tegemist on digitaalse raudvaraga, kus genereeritakse järsufrondilised impulsid. Deflektorskeemis tekitatakse mõnevõrra aeglasemad, kuid suurema amplituudiga impulsid. Liinivastuvõtjad aga ei anna palju maandusvoolu, kuid seeeest tuleb neid kaitsta ühise maa-sidestuse tõttu tekkida võivatest valeandmetele reageerimise eest.

B. Juhi omainduktiivsus mõjub tihti enam kui juhi aktiivtakistus.

Ajas muutuv vool, läbides induktiivsust, põhjustab pingelangu. See võib olla tõsiseks probleemiks maanduste tagamisel digitaalskeemide, kus on tegemist järskude frontidega signaalidega. Olukorra teevad keerulisemaks veel laengute kogunemine skeemimahtuvustel, millised põhjustavad suuri voolude tippväärtusi. Vaatleme joon. 8.2.7 a. toodud olukorda, kus skeemi väljund on kõrgel loogilisel nivool.



Joon. 8.2.7

Sel nivool toimus ka väljundmahtuvuse laadimine.
Kui nüüd väljund võtab madala nivoo:

- lühistub kondensaatori laeng maandusahela kaudu.
- Tekib tühjenemisimpulss suurusega $I = C\,dU/dt$.
- Kiirem ümberlülitus tekitab seega suurema voolupulsi. selle pulsi tippväärtus ületab tihti märgatavalt vooluväärtust rahuolukorras.
- Kui voolupulss kohtab maandusviigu induktiivsust, indutseeritakse seal pinge $U = L\,dI/dt$.
- Järsufrondiline voolupulss indutseerib maapotentsiaalile positiivse pingeväljaviske, millele järgnab negatiivne väljavise.
- Nagu joonisel on näidatud, on tõenäosus loogilise vea tekkeks siis, kui kasutakse sama maandust järgmise astme sisendahelas.

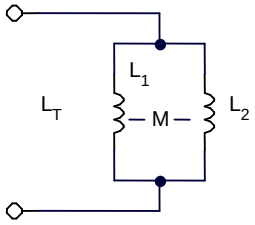
Toome arvutusnäite:

- Kui väljundis on mahtuvus 10 pF,
- pinge muutuse kiirus on 4V/5ns jooksul.
- Saame voolu tippväärtuseks 8 mA.
- Maa pinge amplituud sõltub suhtest dI/dt . Kui kiirelt tõuseb ja langeb oma tippväärtuse suhtes? See on määratud teist järku tuletisega pingekujust väljundis, saavutades maksimumi pingekuju nurkades ja peegeldab, kui kiirelt saavutatakse kiirus 4V/5ns.
- antud näite jaoks eeldame, et voolupulsi nii kasvu kui languse kiiruseks on 8 mA /1ms.
- Maanduse induktiivsuse 100nH korral saame maanduse potentsiaali muutuseks ±800 mV.

Induktiivsuse vähendamisvõtteks on vooluribade (induktiivsuste) paralleelühendus. Koguinduktiivsuseks saame[39]

[39] Mida lähemal on ribad, seda vähem väheneb koguinduktiivsus; lähestikku 2 riba on sama, mis üks sama (kui 2 kokku) riba.

$$L_T = \frac{L_1 L_2 - M^2}{L_1 + L_2 - 2M}$$



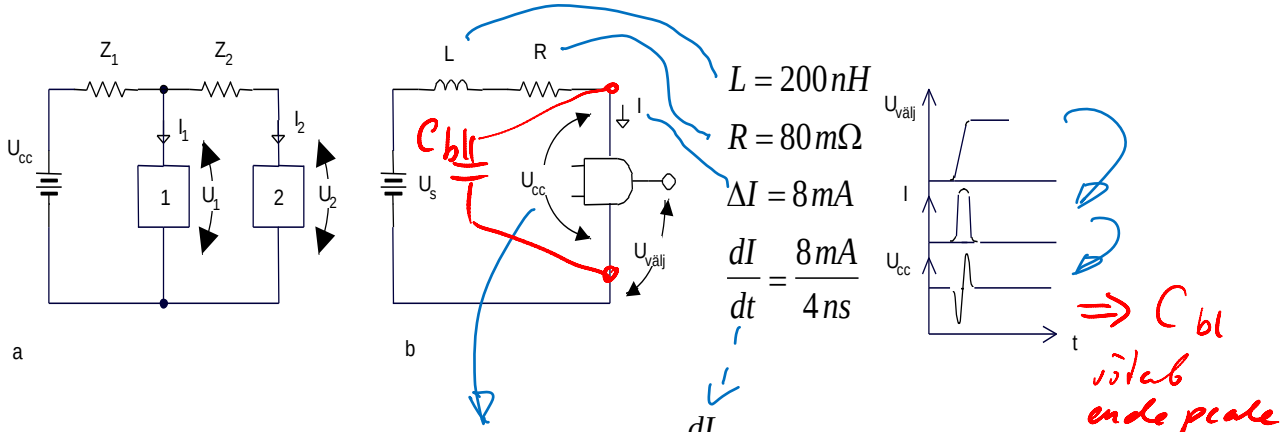
Sellele tugineb ka digitaalskeemides tihti kasutatav võrekujuline maandus (b), eeldades, et mitu juhti on parem kui üks. sisuliselt on siin tegemist järjestik- ja paralleelmaanduse kombinatsiooniga.

Võtame siin kokku induktiivsuse vähendamisvõimalused:

- trassi pikkuse lühendamine;
- trassi laiendamine;
- voolu all oleva (ring)ahela pindala vähendamine;
- mitmikribade kasutamine (paralleelühendus).

C. Sidestus toitesiini kaudu.

See on tingitud toitesiini (näiteks +juhtme) mittenullisest takistusest. Joon. 8.2.9 a näitab,



$$U_1 = U_{cc} - (I_1 + I_2)Z_1$$
$$U_2 = U_{cc} - (I_1 + I_2)Z_1 - I_2 Z_2$$

$$U_{cc} = U_s - IR - L\frac{dI}{dt}$$
$$\Delta U_{cc} = -\Delta IR - L\frac{dI}{dt} = -640\,\mu V - 400\,mV$$

Joon. 8.2.8

et ühe astme vool mõjutab teise astme toidet. Ka siin saab vähendada analoogselt maandusega takistust, eraldada üksteisest digitaal- ja analoogastmete toide.

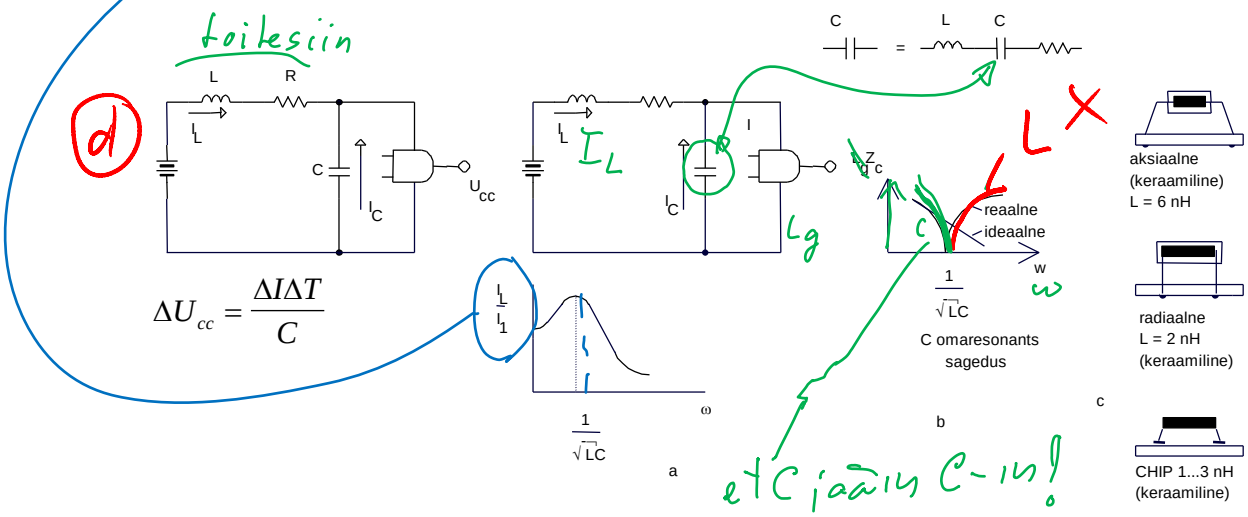
Võib näha ka arvutusnäitest (b), et:

- toitepinge kõigub väljundimpulsi ajal ±400 mV,
- mis antud näites küll ei põhjusta valerakendusi,
- kuid paljude lülide korral on see tõenäoline.
- Olukorda päästab blokeerkondensaator (sildav, bypass), kuna pinge kondensaatoril ei saa muutuda hetkeliselt.
    - Ülajoonisel punasega näidatud olukorras on pinge muutus väike juhul, kui toiteallika sisetakistus vahelduvvoolule on palju kordi suurem kui sildava kondensaatori takistus impulsi spektraalpiirkonnas (vt ka joonis d allpool).
    - Siis pulsi ajal tekkiv vool ei pea voolama läbi siseinduktiivsuse ja takistuse, vaid võetakse kondensaatorilt.

Oluline efekt on siinjuures veel see, et kuna vool ei läbi induktiivsust, on kiiratav häireväli tunduvalt väiksem.

- On oluline arvestada siseinduktiivsuse ja kondensaatori resonantsi, see peab jääma tunduvalt allapoole impulsside põhisagedusest (joon. 8.2.10 a).

$$I_L / I = 1 / \left(1 + pRC + p^2 LC\right) - vt.\ karakteristik\ (a).$$



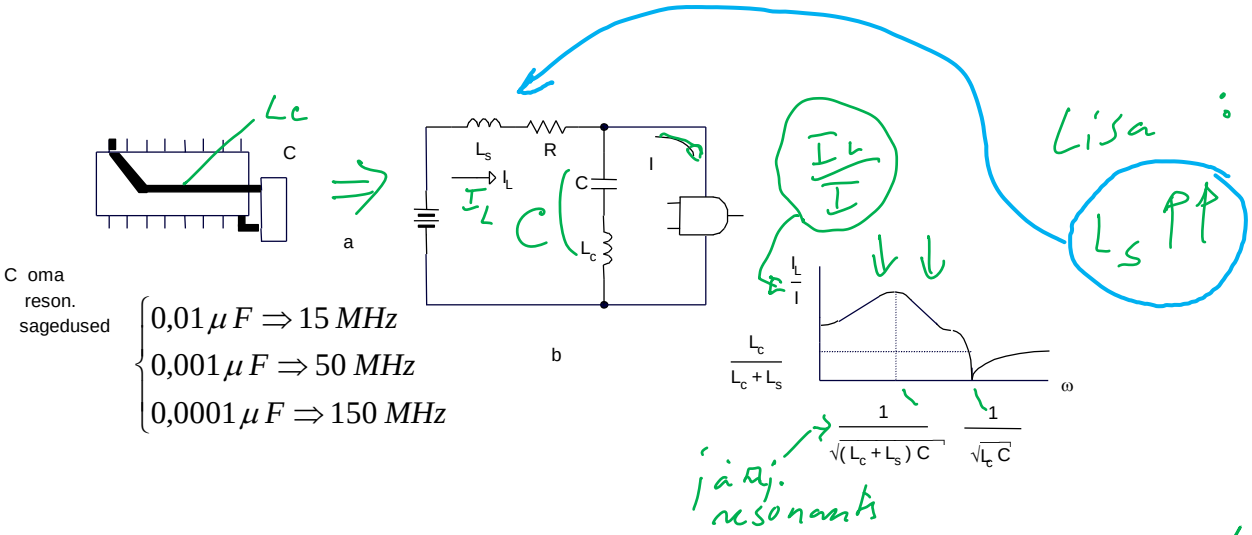
Joon. 8.2.9

- Kondensaatoritega sillates tuleb arvestada tekkiva ahela, seejuures ka kondensaatori enda viikude induktiivsust. Kondensaatori endainduktiivsuse mõju illustreerib (b), erinevate kondensaatorite viikude induktiivsusi (c).

$$I_L = I \frac{\frac{1}{pC} + pL_C}{\frac{1}{pC} + pL_c + pL_s + R}$$

Vaatleme veel toitesiinist lahtisidestuskondensaatori omainduktiivsuse arvestusvajadust omaresonantsi leidmisel (vt joon. 8.2.11 a).

- Vastav aseskeem on toodud (b).



Joon. 8.2.10

Häirete ja üksikplokkide omavahelise sidestuse vähendamiseks tuleks vähendada indukiivvoolu ploki toiteahelas. See saab toimuda induktiivsuse suurendamisega kas täiendava induktiivsuse lisamisega (väiksema kiirguse huvides toroidil) või juhtmele ferriitrõngaste, tuhe ja mitmeavaliste silindrite (ferrite bead) pealeasetamisega.

Toome siin vastavad arvutusvalemid. Teatavasti iseloomustatakse magnetmateriali suhtelise magnetilise läbitavusega $\dot{\mu}_r$, mis on komplekssne. Selle reaalosa μ_r' iseloomustab magnetvoo tihenemist magnetmaterjalis, imaginaarosa μ_r'' aga kadusi magnetvoo materjalist läbimisel. Kaod antakse tihti kaonurga tangensi kaudu *[40] EMC vähendamisel kasutatavad ferriidid on optimeeritud suure kaonurga jaoks. Valemites saadud tulemused on pikkusühiku kohta, arvutusel tuleb need korrutada ferriitsilindri pikkusega.

sisemine ∅ a, väline raadius = b



$$L = 2 \cdot 10^{-7} \mu_r \ln\left(\frac{b}{a}\right) \left[H/m\right]$$

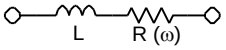
$$\dot{\mu}_r = \mu_r' - j\mu_r''$$

$$L = \mu_r' L_0 - j\mu_r'' L_0$$

$$Z = j\omega L = \underbrace{j\omega \mu_r' L_0}_{L} + \underbrace{\omega \mu_r'' L_0}_{R(\omega)} \quad \left[\Omega/m\right]$$

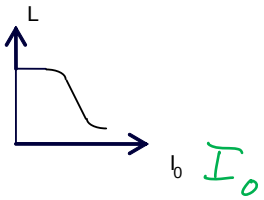
$$\text{võllis } L_0 = 2 \cdot 10^{-7} \ln\left(\frac{b}{a}\right)$$

Saame järgneva mudeli:



Joon. 8.2.11

Tuleb arvestada ka läbitavuse imaginaarosa sõltuvust töösagedusest, samuti südamike küllastust juhet läbiva alalisvoolu tõttu.



Joon. 8.2.12

Tihti kasutatakse paremaks sildamiseks suure- ja väikese mahtuvuselise kondensaatori paralleelühendust. Selle kasutamisega tuleb olla ettevaatlik, kuna takistusfunktsiooni

---

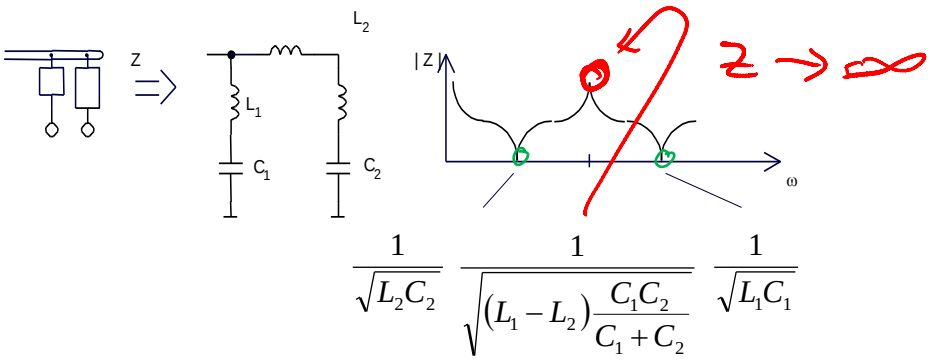
[40] * $tg\delta = \frac{\mu_r''}{\mu_r'}$

$$Z = \left(\frac{1-p^2L_1C_1}{pC_1}\right) \Big\| \left(\frac{1+p^2L_2C_2}{pC_2}\right);$$

$$Z = \frac{\left(1+p^2L_1C_1\right)\left(1+p^2L_2C_2\right)}{p\left(C_1-C_2\right)\left[1+p^2\left(L_1+L_2\right)\left(\frac{C_1C_2}{C_1+C_2}\right)\right]}$$

tulevad juurde:

- kaks erisagedustel nullkohta (joon. 8.2.14).
- See iseenesest pole paha, kuid kahjuks - nende kahe nullkoha vahel on ka üks poolus (kõrge takistusega koht).
- See tähendab, et teatud sagedusel sildamisskeem ei tööta.



$$\frac{1}{\sqrt{L_2C_2}} \quad \frac{1}{\sqrt{\left(L_1-L_2\right)\frac{C_1C_2}{C_1+C_2}}} \quad \frac{1}{\sqrt{L_1C_1}}$$

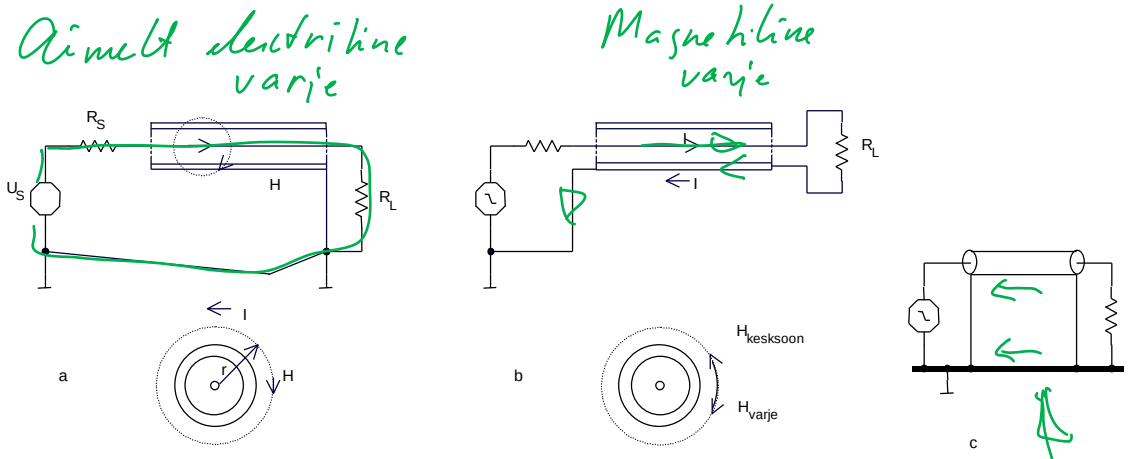
Joon. 8.2.13

8.2.3 Probleemid varjestatud kaablites

A. Mahtuvuslik sidestus varjestatud kaabli ja varjestamata juhtme vahel sõltub mahtuvusest C_{12} juhtme ja kaabli kesksoone vahel. Selle vähendamine tagab ülekostvuse vähenemise kõigil sagedustel. Mahtuvuse olemasolu on tingitud kahest faktorist:

- koaksiaalkaabli ekraan ei ole absoluutselt tihe (traatpunutis)
- kaabli otste ühendustes kasutatakse tihti pikki 'sabasi' nii kesksoone kui ka maanduse ühendamisel. Viimase mõju saab vähendada, kui kasutada 360 kraadist kesta- maandust vastavas pistikus minimaalse kesksoone pikkuse juures.

Ühest otsast maandatud kaabel tagab vaid elektrilise välja varjestuse, ei taga aga magnetvälja varjestust (joon. 8.2.15 a).



$$H = \frac{I}{2\pi r} \qquad \sum H = 0$$

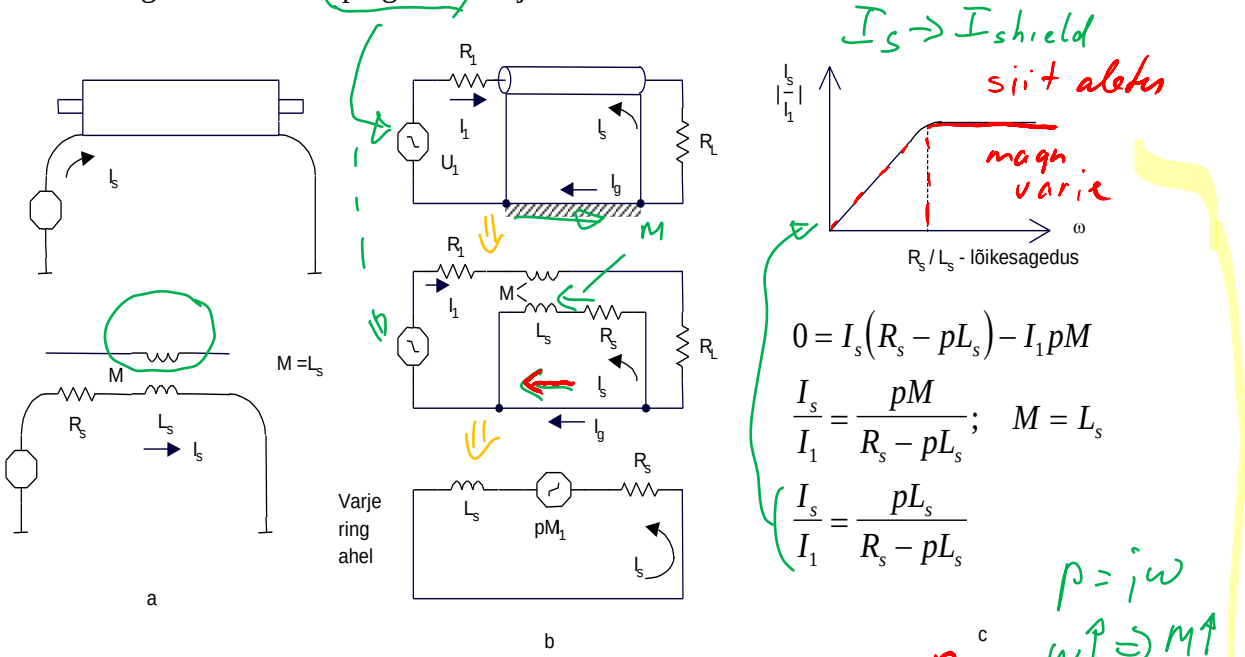
Joon. 8.2.14

Viimase tagamiseks peab varjes voolama kesksoone voolule vastava tugevusega ja vastassuunaline vool. Ühest otsast maandatud varje seega ei saa magnetvälja varjestada.

C. **Magnetiline varjestus** eksisteerib, kui:

- kaabli kest kannab vastassuunalist voolu (b). Selline ujuv koormus (b) tagab varjes täpse vastassuunalise voolu,
- maandatud koormuse korral, mis on teatavasti enamlevinum variant (c), ilmneb aga kaks tagasisuunalist vooluharu. seega ekraani efektiivsus magnetvälja varjestusel määratakse nende voolude vahekorraga.

Voolude vahekorra selgitamiseks vaatleme kõigepealt varje ja kesksoone vahelist magnetilist sidestust (joon. 8.2.16 a), mis on määratud nende vastastikkuse (mutual) induktiivsusega. Anname testpinge ekraani ja maa vahele.



$$0 = I_s\left(R_s - pL_s\right) - I_1 pM$$

$$\frac{I_s}{I_1} = \frac{pM}{R_s - pL_s}; \quad M = L_s$$

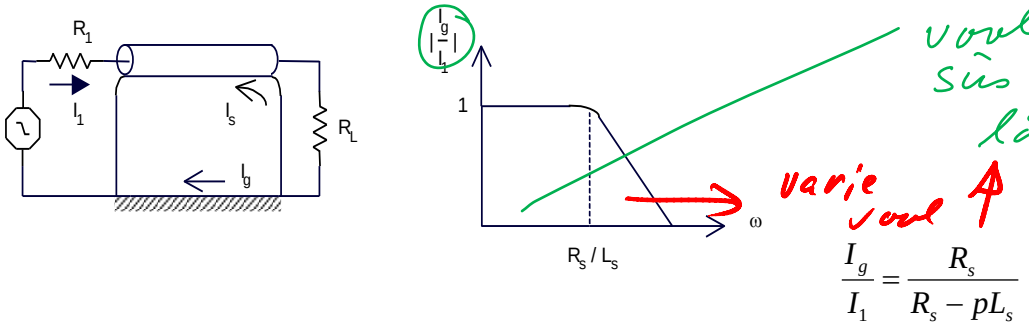
$$\frac{I_s}{I_1} = \frac{pL_s}{R_s - pL_s}$$

Joon. 8.2.15

See põhjustab varjes voolu. Kõik magnetjõujooned, tekitatuna varje poolt, lõikavad kesksoont. Järelikult on vastastikkune induktiivsus võrdne varje endainduktiivsusega. Siin on eeldatud, et kogu vool on varje paksuse suhtes ühtlaselt jaotatud (ei arvestata skin-efekti). Teisiti öelduna ülalöeldu kehtib suheliselt madalatel sagedustel.

D. **Varje lõikesagedus.** Tagasivool koormusest, tooduna näites (b), voolab kahte teed pidi. Skeemi mudelis arvestatakse ka kesksoone ja varjevahelist magnetilist sidestust M:

- Tagastuva voolu jagunemine sõltub varje (shield) ringahela pingelangudest.
- Parim varjestus on, kui $I_S = I_1$, st kogu vool tuleb tagasi üle varje.
- Voolude jagunemise määrab varje ringahela sageduskarakteristik (c), mis on kõrgpääsfiltri karakteristik.
- Vastavat murdesagedust (breakpoint) nimetatakse varje lõikesageduseks (cuttoff frequency).
- Lõikesagedus sõltub vahetult varje juhtivusest R_s, olles tavalistes painduvates kaablites mõnesajast hertzist kuni mõne kilohertzini. Lõikesagedus võetakse nivoolt $I_S = 0{,}707 I_1$.
- Seega voolab juba siin, lõikesagedusel, märkimisväärne vool maa kaudu.
- Enamikel juhtudel saadakse piisav magnetiline varjestus, kui töösagedus on vähemalt viis korda lõikesagedusest kõrgemal.
- Maa kaudu voolav vool on siis määratud varjevoolu peegelpildiga (joon. 8.2.17).
- Seega ei anna koaksiaalkaabel madalatel sagedustel piisavat magnetilist varjestust



Joon. 8.2.16

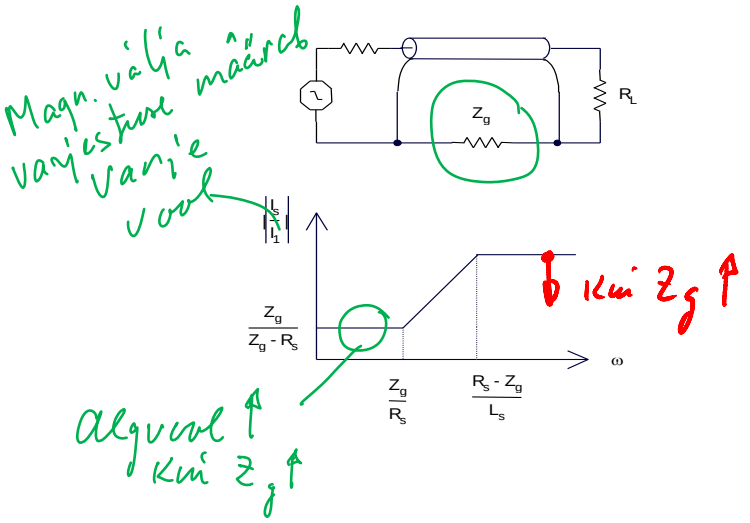
Neil sagedustel tuleks kasutada kahesoonelist varjestatud kaablit ühe maanduspunktiga, kus kaht soont läbivad vastasuunalised voolud tagavad magnetvälja, varje aga elektrivälja varjestuse. Muide, analoogsel põhjusel tuleks lintkaablis valida vastassuunaliste vooludega juhtmed kõrvuti.

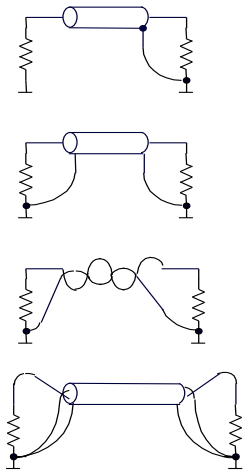
Me eeldasime seni siin nullist maaahela enda takistust. Analüüs näitab, et varje lõikesagedusest kõrgemal voolab vool tänu kesksoone ja varje vastastikkusele induktiivsusele valdavas enamikus läbi mittenullise takistusega varje isegi kui maaahela takistus on null.

Mittenulline maaahela enda takistus:

- mõjub küll algvoolude jagunemisele soodsalt,
- kuid tõstes ühtlasi varje lõikesagedust, võib mõjutada eraldi osadest koosneva süsteemi tööd lõppkokkuvõttes ebasoodsalt (joon. 8.2.18).

Kokkuvõtteks erimeetoditest varjestusel saame joonisel (joon. 8.2.19) toodud ülevaatliku pildi.





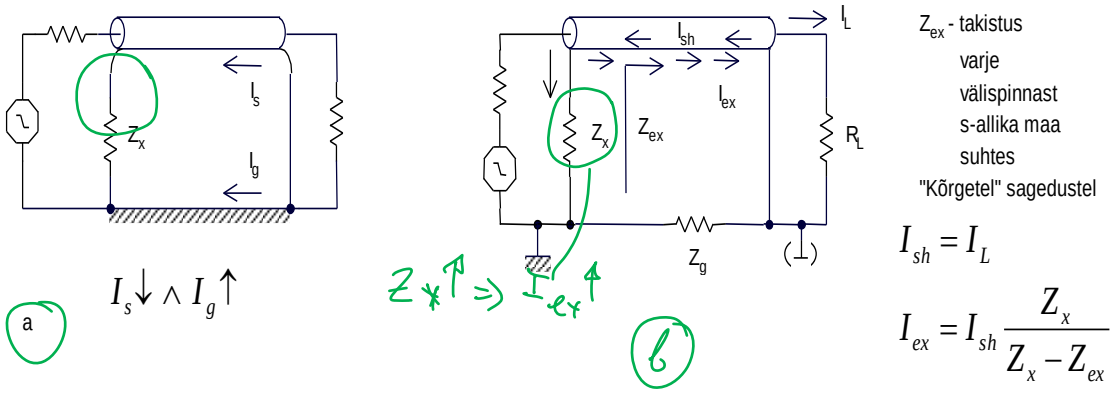
Kiirguse mahasurumine	
E	B
effektiivne	0
effektiivne	hea varje lõikesagedus sest kõrgem
halb	rahuldav
effektiivne	hea varje (-sas. -st kõrgema rahuldav -allpool.

$$\frac{I_s}{I_1} = \frac{pL_s - Z_g}{pL_s - R_s - Z_g} = \left[\frac{1 - p\frac{L_g}{Z_g}}{1 - p\frac{L_s}{R_s - Z_g}}\right]\left[\frac{Z_g}{Z_g - R_s}\right]$$

Joon. 8.2.17

Joon. 8.2.18

D. Varje maandus signaaliallika poolel. Varje halb maandus Z_x suurendab tagasivoolu maa kaudu ning vähendab seega tagasivoolu varje kaudu (joon. 8.2.20a).

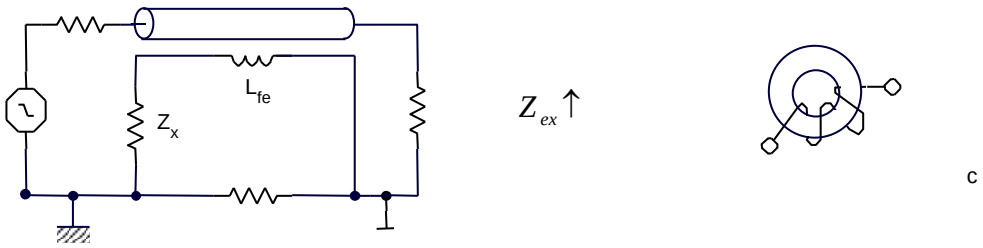


Joon. 8.2.19

Siin ilmneb veel skin efektist (vool tõrjutakse nii sise- kui välispinnale) täiendav mõju kõrgetel sagedustel (b).

Nimelt:

- Suurem osa varje voolust voolab varje sisepinnal, tingituna suuremast kesksoone ja sisepinna vahelisest vastastikkusest induktiivsusest.
- Kuni enamus voolu voolab sisepinnal, annab see hea magnetilise varjestuse.
- Halb maandus aga põhjustab voolu varje välispinnas.
- Osa voolust, mis voolab tagasi varje sisepinna kaudu, läheb halva maanduse tõttu kaabli välispinda mööda tagasi koormuse suunas. See vool on aga vastupidine sisepinna voolule, vähendades seega varje varjestavat mõju.
- Välispinna vool on määratud voolujagunemisega Z_x ja Z_{ex} vahel.



Joon. 8.2.20

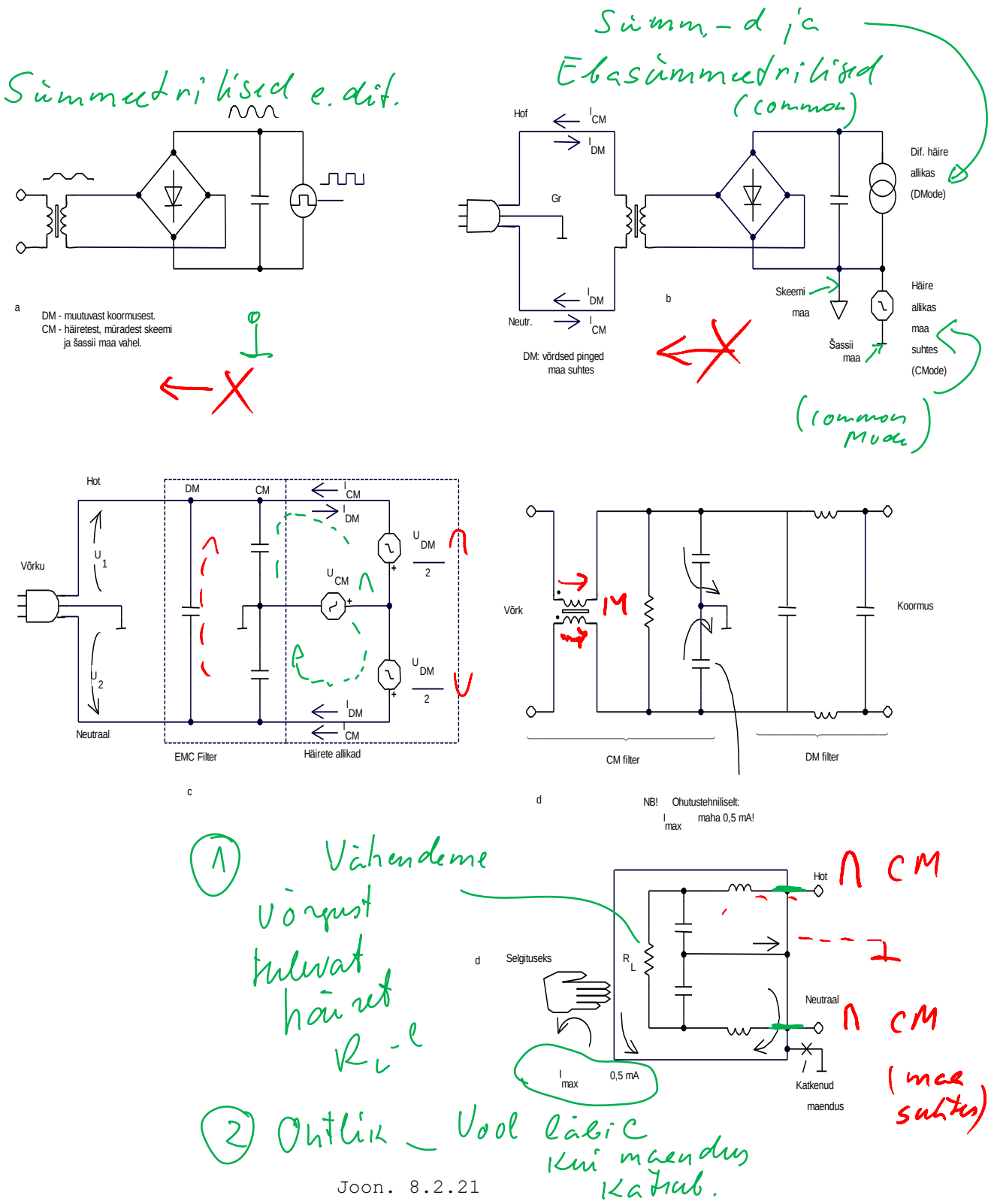
Seega on oluline tagada ka allikapoolel väike maandustakistus Z_x.

Järelikult tuleb tagada võimalikult lühikesed kaabli maandusotsad. Mõjusaks võtteks on ka kaabli kerimine ferriitrõngale (joon.8.2.21), mis suurendab väliskihi induktiivtakistust

8.2.4 Häirete levik toiteahelate kaudu

A. Häireid võib olla kahte liiki: Diferentsiaalsed e sümmeetrilised (joon. 8.2.22 a) ning ühise maa suhtes e. ebasümmeetrilised (a,b). Variandis (a) näidatakse, kuidas mõjub taktgeneraatori impulss, kus tarbitav vool näiteks muutub 5mA-lt 20mA-ni, võrguhäirena. Variandid (c,d) näitavad filtreid, millised toimivad nii sümmeetriliste kui ka ebasümmeetriliste häirete suhtes. Filtrid tuleb paigutada metallist korpusesse, mis omakorda peab olema ühendatud võimalikult väikese maandustakistusega seadme korpuse või maaga. Variandis (d) näidatud drosseli südamik ei küllastu tänu tema mähiste vastssuunalistele vooludele, suure vastastikkuse induktiivsuse olemasolu surub aga häireid oluliselt maha.

Vt Carr lk 300…302



Joon. 8.2.21

9 CMOS INTEGRAALSKEEMIDE KASUTAMINE JA TÖÖKINDLUSE SUURENDAMINE

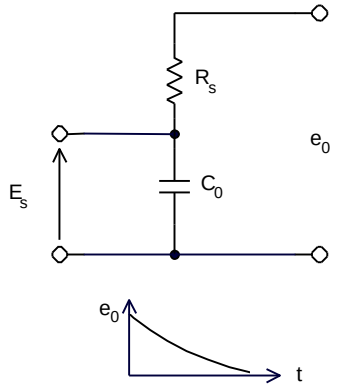
CMOS tehnoloogias valmistatud lülituste (transistoride, integraalskeemide) sisendmahtuvus (paisu e. gate ekvivalentne sisendmahtuvus) on tavaliselt 5pF.See mahtuvus asetseb paralleelselt tohutu suure sisendtakistusega (tavaliselt 10 megaoomi,

vt.joon.9.1). Selle tõttu piisab väga väikesest laengust, millega laadub sisendmahtuvus,et tekitada sisendtakistusel (mikroskeemi väljaviikude vahel) suur staatiline pinge,mis võib põhjustada CMOS lülituse läbilöögi. Tavaliselt on CMOS lülituste läbilöögipingeks 80V. Laboratoorsed eksperimendid näitavad, et
inimkeha omab ekvivalentset mahtuvust 100-200pF ja takistust ~1kOm. Järelikult võivad inimkeha poolt tekitatud staatilised pinged olla suhteliselt kõrged (max.1000V) ning CMOS lülitused võivad saada kahjustatud just montaazi käigus.

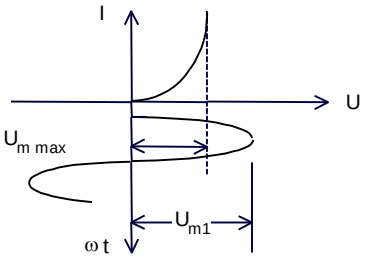
9.1 CMOC skeemide kahjustuste vältimine

Selleks kasutatakse mitmesuguseid kaitselülitusi. Sageli on need lülitused realiseeritud dioodskeemidena.

Neis kasutatakse dioodide omadust hakata voolu juhtima alates teatud pinge väärtusest (vt.joon.9.2). Juhul,kui $U_{m1} > U_{m\max}$,

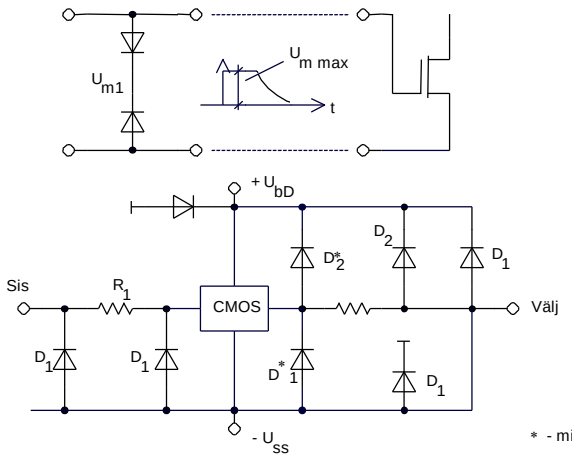


Joon. 9.1.1

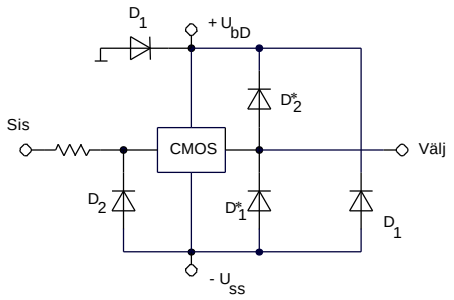


Joon. 9.1.2

siis liigne pingelang kõrvaldatakse kaitselülitusega (vt.joon.9.3). Kaitselülituses olevad dioodid valitakse vastavalt sisendpingetele ja -vooludele.



* - mikroskeemis



Standartne kaitseskeem

Dioodide avanemispinged: $D_1 \approx 25V$

$D_2 \approx 50V$

$1k\Omega \cong R_2 << R_1 \cong 10k\Omega$

Joon. 9.1.3

Erinevate kaitselülituste kasutusdiapasoon sisendis oleva ülepinge järgi:

Tab.1

SKEEM	MAX. STAATILINE ÜLEPINGE SISENDIS
STANDARTNE	1-2kV
TÄIUSTATUD	4kV
SISSEEHITATUD KAITSEDIOODIDEGA	< 800V

9.2 Kaitseabinõud montaazil

Staatilise pinge tekkimise vältimiseks CMOS väljaviikude vahel tuleks kasutada järgmisi abinõusid:

1. CMOS lülituste hoidepesad,pakendid jms. peaksid olema elektrit juhtivast v·i antistaatilisest materjalist.
   Antistaatiliste pakendite liigid:
   a) roosakas, läbipaistev -väldib pakendis el.staatilise mõju tekke (sisemiste tegurite toimel), ei kaitse välise el.staatilise mõju eest;
   b) must-kaitseb välise el.staatilise mõju eest,kuid võib ise el.staatilist v√lja tekitada;
   c) metalliseeritud, läbipaistev- täielikult antistaatiline, kaitseb nii välise,kui sisemise el.staatiliste mõju eest;
2. neelu toiteklemm (Vdd) tuleks montaazi käigus alati enne skeemi (trükkplaadi külge) ühendada ja pärast seda alles maandatud klemm, s.t.läte (Vss);
3. enne mikroskeemi trükkplaadile jootmist tuleks kõik lülituse jalad omavahel el.juhiga ühendada; ühendus jätta peale mont. lõpetamiseni;
4. montaazil kasutatavate seadmete korpused tuleks maandada (kui võimalik, ka montaazi tegev isik). Montööri mõju likvideerimiseks kasutatakse elektrit juhtivaid jalanõusid, põrandariideid (kangastes 1% roostevaba terast või puuvillast,polüestrist kangad, mis ei tekita staatilist elektrit),maandatud käerandmevõrusid jms.;
5. ruumide el.staatiliselt ohtliku õhu mõju kõrvaldamiseks paigaldada ruumidesse ionisaatorid. Tähtsaks tuleks pidada ka õhuniiskust monteerimisruumis. Juhul, kui õhk on kuiv (suhteline õhuniiskus alla 30%), on staatiliste laengute tekkimise oht tunduvalt suurem;
6. CMOS lülitus monteerida skeemi viimasena, peale teisi detaile;
7. seadmete plastikkeresid ei tohiks pesta seebi ja veega, vaid spetsiaalsete lahustitega või alkoholiga;
8. lülitada skeemi koosseisu toitepinge äkilisi kõikumisi vältiv lülitus;
9. mittekasutusel olevad juhtmed tuleks kas maandada või ühendada toiteklemmi külge (vastavalt skeemi iseärasustele).

10 SKEEMITEHNIKA EKSAMIKÜSIMUSED

Kõik sisukorra pealkirjad, v.a. peenkirjas esitatud.